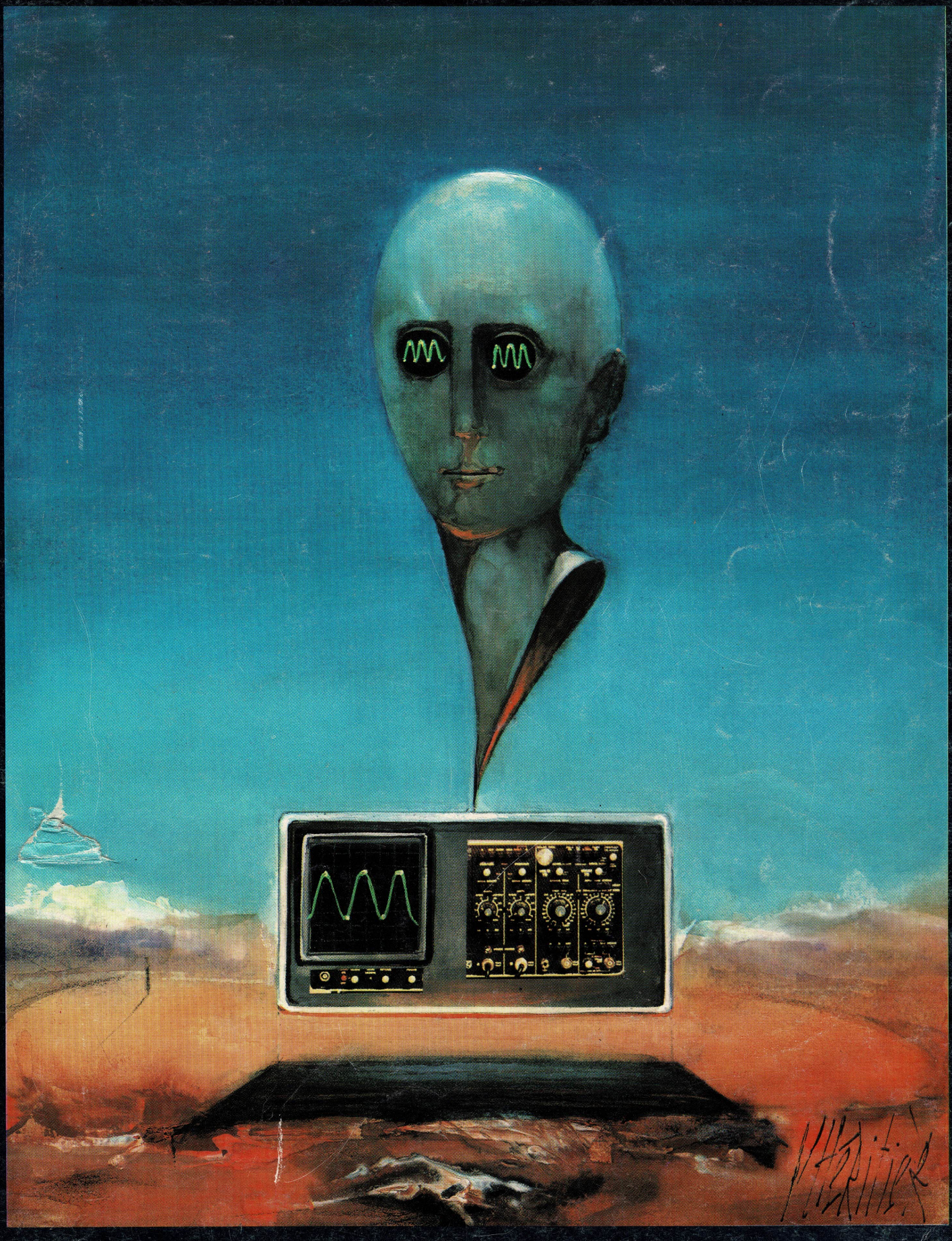
ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 2 - Eté 1977 - 12 f



SUISSE : 6 F - ALGÉRIE : 12 DIN - TUNISIE : 1,2 DIN - CANADA : 2 DOLLARS - ESPAGNE : 175 PESETAS

DIGITAL FILTER SWITCH

A NEW MONOLITHIC DEVICE

For tone decoding in

HIGH NOISE

signalling conditions and for

SIMULTANEOUS TONE

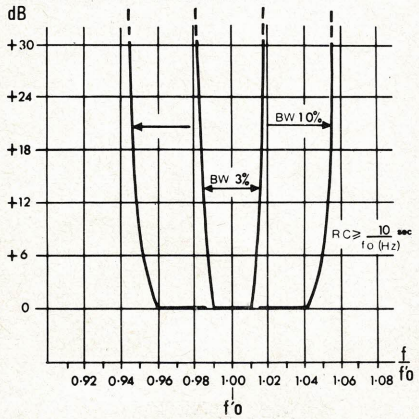
signalling systems

The FX-105 is a new monolithic tone operated switch that is ideally suited for tone or frequency decoding in single or multi-tone signalling and communication systems. The device employs special digital sampling/integrating techniques which allow tones to be recognised in the presence of very high noise levels or strong adjacent channel tones.

Tone channel centre frequency, channel bandwidth and Q factor can all be adjusted independently.

The FX-105 is a low cost, high performance, state-of-art replacement for L-C, twin-tee, resonant reed and ceramic filters in applications requiring accurate and reliable tone decoding.

INPUT LEVEL TO TURN SWITCH 'ON'



DETECTION BANDWIDTH vs INPUT SIGNAL AMPLITUDE

TYPICAL APPLICATIONS

- ★ SUB-AUDIO SQUELCH DECODING
- ★ TOUCH-TONE DECODING
- ★ PILOT TONE MONITORS
- ★ DUPLEX CARRIER TONE DECODING
- ★ F.S.K. DECODING
- ★ VF TONE SIGNALLING
- ★ SEQUENTIAL TONE DECODING
- ★ SIMULTANEOUS TONE DECODING
- ★ TONE OPERATED REMOTE CONTROL
- ★ INTERCOM SIGNALLING
- ★ COMMUNICATIONS PAGING
- ★ POWER LINE SIGNALLING

FREQUENCY OPERATED SWITCHES

2 New Microcircuits for

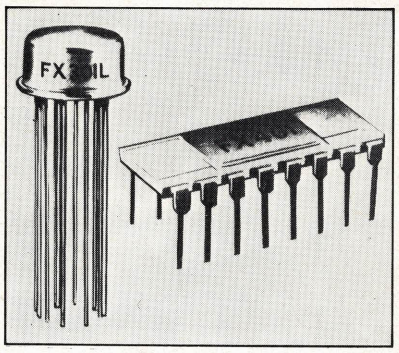
MONITORING ALARM & CONTROL FUNCTIONS

ASSOCIATED WITH TACHOMETRY, FLOWRATE AND THE BROAD FIELD OF PROCESS CONTROL.

The FX-301L and FX-401 are frequency operated switches designed specifically for applications in the electrical and electro-mechanical engineering fields. These versatile and robust microcircuits perform overspeed, underspeed, in-speed and similar switching functions with unmatched accuracy and simplicity. Switch operating frequencies are set simply by the values of two external resistors and two capacitors. The adjustment range is from 1Hz to 20kHz.

Basic HI/LO switching is provided by FX-301L, with precision adjustment of set point differential an important feature. Three state HI/LO/IN-LIMIT switching is performed by FX-401, with each state registered by a separate output switch. Both types include facilities for normal or latch-mode operation and internal signal amplifiers allow operation from a variety of pick-offs and other signal sources. Operation is from a single 8V to 15V d.c. supply.

Both devices available from stock



To aid circuit experiments 2 P.C. cards are available ready drilled for the device and external components.

SELECTIVE SIGNALLING SYSTEMS

in Monolithic Form EX-STOCK

The FX-107, FX-207, FX-307 are a powerful and flexible family of high performance monolithic signalling devices based on 3-Tone Sequential Code signalling techniques. Constructed using MOS/LSI technology, the devices perform all frequency discrimination, tone generation and code timing functions on-chip, using simple external CR networks.

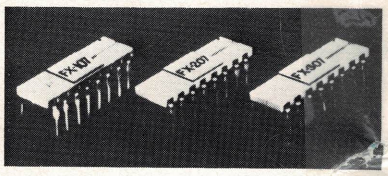
The family members are FX-107, a single code Transceiver with Transponder capability; FX-207, a multi-code Transmitter with logic controlled selection of any one-from eight codes; and FX-307, a multi-code Receiver which decodes 8 different input codes and provides an appropriate binary coded output.

Each code consists of three tones, each of different consecutive frequency and sent in a pre-determined sequence (Group Code).

Transmitter devices generate the programmed Group Code on receipt of a logic instruction; Receivers decode Group Codes applied to their signal input and operate integral output switches when the programmed code/s are received.

These exciting new devices may be used separately, or in any required combination, to yield high performance/low cost solutions in application areas involving selective signalling between one or more points, using a common transmission line. Virtually any number of outstations may be connected to the common line and a variety of instructions signalled to each one selectively.

P.C.B. Evaluation Boards for FX-107, FX-207 and FX-307 are available.



FX-107 3-TONE CODE TRANSCEIVER (RX/TX)

FX-207 3-TONE MULTI-CODE TRANSMITTER (TX)

FX-307 3-TONE MULTI-CODE RECEIVER (RX)

INTERNATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION - FRANCE

27 RUE YVES KERMEN - 92100 BOULOGNE - TELEX : 250030 - TEL. : 604 52 75 +

Veuillez m'envoyer : documentation sur FX 101L ☐ FX 301L ☐ FX 107 ☐ FX 105 ☐

Visite d'un ingénieur ☐

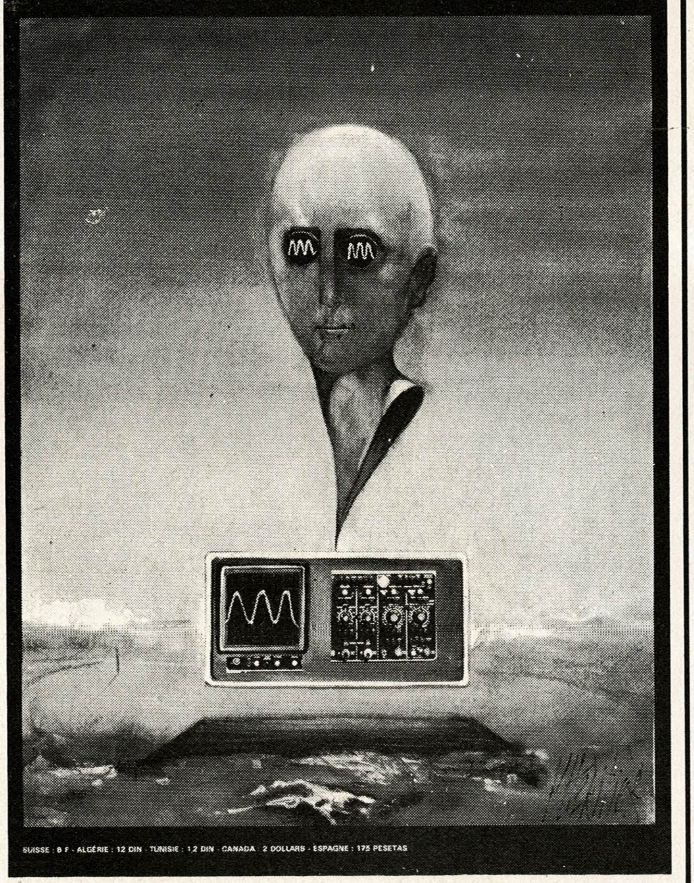
Adresse du revendeur le plus proche ☐ NOM .....

ADRESSE .....

.....

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 2 - Eté 1977 - 12 f



SUISSE : 8 F - ALGÉRIE : 12 DIN - TUNISIE : 1,2 DIN - CANADA : 2 DOLLARS - ESPAGNE : 175 PESETAS

Société Parisienne d'Édition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris - Tél. : 200.33.05.
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
43, rue de Dunkerque, 75010 Paris - Tél. : 285.04.46.

Président-directeur général : Directeur de la publication
Jean-Pierre Ventillard
Rédacteur en chef
Jean-Claude Roussez

Ont participé à ce numéro : **Jean-Claude Baud, Jacqueline Bruce, Gérard Capolino, Roger Damaye, Jos De Neef, André Doris, Christian Duchemin, Daniel Heyden, Jacky Jegou, Yves Le Lan, Gérard Lelarge, Etienne Lemery, Philippe Maes, Alain Pelat, Catherine Peaucoup, Jean-Louis Plagnol, René Rateau, Jean Sabourin, Henri Schreiber, Jacques Trémolières, Odette Verron.**
Maquette : **Michel Raby**
Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
1 an (4 numéros) : **40 F** (France) - **55 F** (Étranger)
Copyright 1977 - Société Parisienne d'Édition
Dépôt légal 2e trimestre 77
N° éditeur : 531
Distribué par SAEM Transports presse
Imprimerie : Édicis, 75019 Paris

Électronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

SOMMAIRE

Analyse

Onduleur triphasé à transistors 44

Comportement d'entrée du transistor à effet de champ 68

Les transformateurs de commande de base pour transistors haute-tension 73

Calcul des filtres en échelle 105

Applications

Wattmètre à multiplicateur analogique 15

Pont d'impédances 61

Circuits intégrés

Conversions fréquence/tension avec les circuits LM 2907/2917 35

Energie

L'électricité -E.D.F.- Moyens de production 131

Electronique médicale

Les applications médicales des ultra-sons (deuxième partie) 5

L'électro-anesthésie 77

Etude

Oscillateur LC à résistance dynamique négative 49

Manipulations

Mesures de fluctuations de vitesse 99

Mesures

La base de temps retardée d'un oscilloscope 27

Introduction à l'aspect logical des microprocesseurs 81

Schémathèque

Les multivibrateurs astables 19

Éditorial 4

Critérium de l'application la plus originale 110

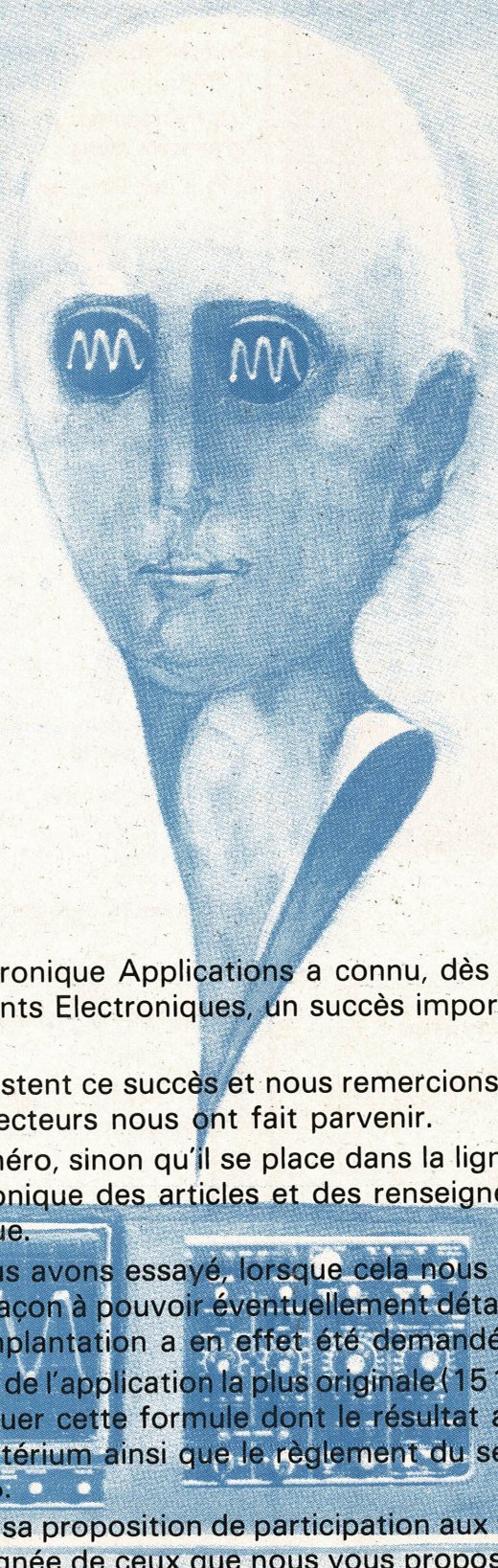
Fiches techniques 113

Réseaux de distribution des semi-conducteurs 125

Bibliographie 147

Nouveautés 149

Dossier produit 160



EDITORIAL

Le premier numéro d'Electronique Applications a connu, dès son lancement lors du Salon International des Composants Electroniques, un succès important, pour ne pas dire remarquable.

De nombreuses lettres attestent ce succès et nous remercions ici les encouragements et les éloges que de nombreux lecteurs nous ont fait parvenir.

Que dire de ce second numéro, sinon qu'il se place dans la ligne du premier, à savoir fournir aux techniciens de l'électronique des articles et des renseignements susceptibles de compléter leur culture technique.

Vous remarquerez que nous avons essayé, lorsque cela nous était possible, de commencer les articles en « recto » de façon à pouvoir éventuellement détacher un article sans en mutiler un autre. Cette forme d'implantation a en effet été demandée par de nombreux lecteurs.

Le succès du critérium N° 1 de l'application la plus originale (151 dossiers nous sont parvenus) nous a encouragé à continuer cette formule dont le résultat a dépassé nos espérances. Le palmarès de ce premier critérium ainsi que le règlement du second sont donnés aux pages 110 et 111 de ce numéro.

Notre rédaction renouvelle sa proposition de participation aux techniciens désirant écrire des articles se tenant dans la lignée de ceux que nous vous proposons dans les pages suivantes.

Votre courrier sera toujours le bienvenu, que ce soit pour émettre des opinions ou pour demander des renseignements techniques complémentaires.

Toute l'équipe d'Electronique Applications vous remercie de votre chaleureux accueil et vous laisse en compagnie de ce numéro d'été.

J.-C. Roussez

Electronique médicale

Dans la première partie de notre exposé (Electronique Applications, numéro 1, printemps 77) nous avons présenté les applications des ultra-sons exploitant l'absorption par les tissus, et une partie des applications utilisant la réflexion sur les discontinuités du milieu de propagation.

Nous décrivons aujourd'hui les applications de l'effet Doppler et les possibilités d'obtention d'images d'organes grâce aux ultra-sons.

Les applications des ultra-sons (2e partie)

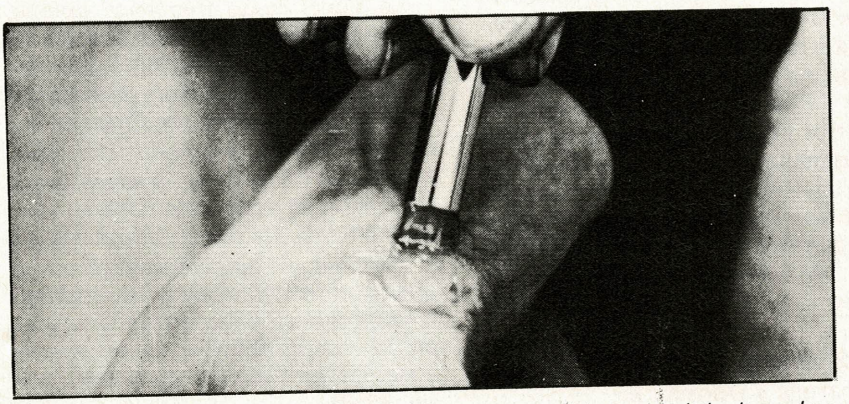


Fig. 25c. – Photographie représentant le capteur en place pour l'observation de la vitesse dans l'artère radiale. On notera l'interposition d'un gel aqueux entre les transducteurs et la peau.

Applications utilisant les ultra-sons réfléchis

La vélocimétrie / la débitmétrie par effet Doppler

L'effet Doppler-Fizeau

C'est une loi générale de la mécanique acoustique. Cette loi énonce que lorsqu'une onde est réfléchie par un objet en mouvement, la fréquence de l'onde réfléchie est influencée par la vitesse relative du réflecteur mobile. Ce phénomène est bien connu des lecteurs : c'est l'effet Doppler qui est la cause de l'apparente variation de tonalité de l'avertisseur d'une automobile qui croise la vôtre ; c'est toujours l'effet Doppler qui donne ce bruit caractéristique au train dont vous attendez la fin du passage, arrêté par la barrière du passage à niveau.

L'angle entre la direction de propagation de l'onde et la vitesse du mobile réflecteur intervient également dans l'expression mathématique qui donne le glissement de fréquence dû à l'effet Doppler (voir **fig. 24**). On peut démontrer :

$$\Delta f \simeq 2 f \frac{v}{c} \cos\theta$$

où Δf est le glissement de fréquence dû à l'effet Doppler ; f : la fréquence de l'onde initiale ; v : la vitesse relative du mobile ; c : la vitesse de propagation de l'onde dans le milieu considéré ; θ : l'angle entre la direction de propagation de l'onde incidente et la vitesse du mobile.

Le facteur « 2 » s'explique par le fait que, dans le cas de la figure 24, il y a cumul de deux effets successifs, le mobile réflecteur jouant tour à tour le rôle de récepteur mobile par rapport à l'émetteur puis d'émetteur mobile par rapport au récepteur.

Le lecteur verra immédiatement le profit qu'il est possible de tirer de cette relation : si l'on connaît f, c, θ, que l'on mesure Δf, on peut calculer la vitesse v du mobile.

Si les mobiles en question sont les globules rouges du sang, on va pouvoir mesurer les vitesses sanguines dans les vaisseaux.

L'application médicale

On utilise une onde ultrasonore à fréquence élevée (2 MHz pour l'examen des vaisseaux profonds, 5 à 10 MHz pour l'examen de vaisseaux plus périphériques) produite par des transducteurs tout à fait semblables dans leur principe à ceux décrits dans notre premier exposé (voir **fig. 25 C**).

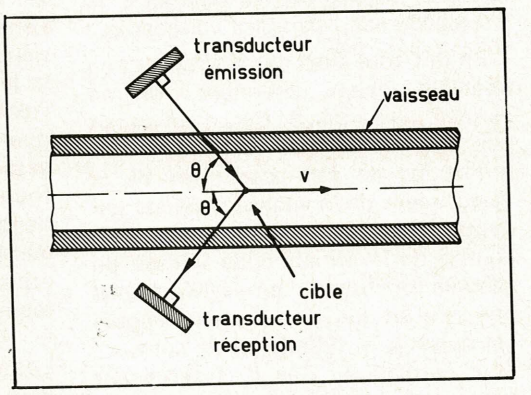


Fig. 24. – L'effet Doppler-Fizeau $\Delta f \simeq 2 f v/c \cos\theta$.

Après propagation dans les tissus présents entre le transducteur « émission » et le vaisseau, l'onde ultrasonore est rétrodiffusée par les globules rouges du sang et, après propagation inverse, reçue finalement par le transducteur « réception ».

Les transducteurs émission et réception peuvent être distincts **(fig. 25 A)** ou confondus **(fig. 25 B)** selon les caractéristiques de l'émission

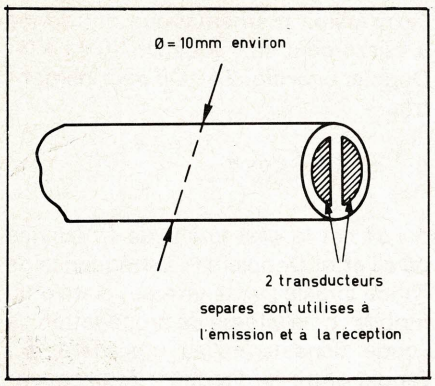


Fig. 25a. – Exemple de capteur à transducteurs séparés. Les transducteurs peuvent être de diverses formes : carrés, 1/2 disques comme sur le dessin, couronne et disque concentrique, etc.

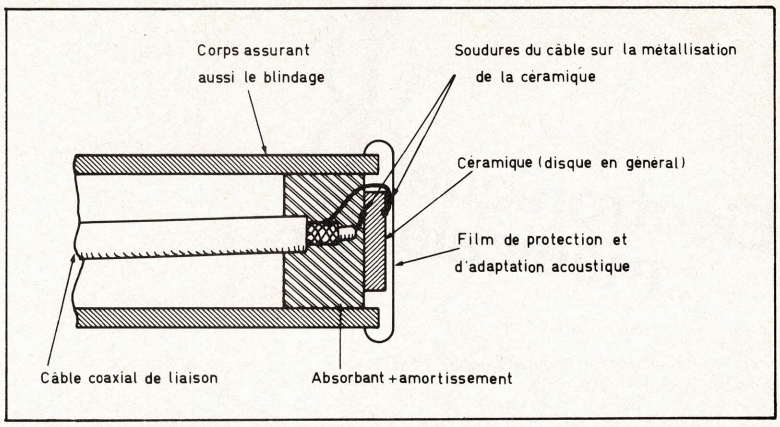


Fig. 25b. – Capteur à transducteur unique.

de l'onde ultrasonore, comme nous le verrons plus loin.

Le transducteur réception reçoit d'ailleurs, en plus des composantes à la fréquence $f + \Delta f$, des composantes à la fréquence d'émission f et provenant en particulier :

– des réflexions sur des structures fixes ;

– des couplages électriques (capacitif) et acoustiques entre les transducteurs émission et réception.

Les tensions électriques fournies par le transducteur « réception » sont appliquées ensuite à un ensemble électronique plus ou moins complexe qui mesure Δf et calcule v.

On pouvait donc a priori penser disposer ainsi d'un merveilleux outil, permettant de mesurer, de façon transcutanée et totalement automatique, la vitesse du sang dans les vaisseaux.

En fait, tout n'est pas si simple et un obstacle majeur intervient : on ne connaît pas l'angle θ ! Ceci n'est en fait pas trop grave car le médecin se préoccupe en fait assez peu de la valeur réelle de la vitesse mais est par contre très intéressé par la forme de la courbe de la variation de vitesse du sang en fonction du temps. N'oublions pas en effet que l'écoulement sanguin est pulsatile et rythmé par la contraction cardiaque. Cos θ intervenant comme un facteur multiplicatif constant, la courbe recueillie est homothétique de la courbe réelle et la forme est conservée. La méthode est néanmoins baptisée **« vélocimétrie »**.

D'autres facteurs viennent limiter le procédé :

– l'onde ultrasonore se réfléchit simultanément sur des particules ayant des vitesses différentes, apparaissant et disparaissant dans le champ des transducteurs ;

– le faisceau ultrasonore n'est pas parfaitement parallèle.

Cependant, dans certains cas (vaisseaux dénudés, en chirurgie vasculaire, etc.), il est possible de connaître θ et le diamètre du vaisseau. Il est alors possible, partant de la mesure de Δf, de calculer v vitesse et Q, débit dans le vaisseau. On peut alors parler de « débitmétrie ultrasonore ». En fait, le sang est un liquide non homogène, auquel la loi de Poisenille qui régit la mécanique des fluides n'est jamais applicable. D'autre part, les déformations radiales et longitudinales des parois vasculaires lors de la pulsation de l'écoulement compliquent le mécanisme ! Mesurer un débit vasculaire n'est donc pas une opération simple !

Signalons par ailleurs une application de l'effet Doppler en obstétrique où l'emploi d'une fréquence ultrasonore de 2 MHz permet, moyennant un appareillage très simple, « l'écoute » du cœur fœtal : les ultra-sons, réfléchis sur le cœur en mouvement, subissent l'effet Doppler ; l'appareil met en évidence le battement entre le signal émis et le signal reçu. L'obstétricien peut, à l'aide de ce petit appareil, diagnostiquer très tôt et sans risques les grossesses gémellaires, mettre en évidence toute souffrance fœtale ayant une incidence sur le rythme cardiaque, mais aussi plus simplement faire entendre le cœur de son enfant à la future maman !

Les différents types d'appareils « Doppler »

Il est intuitif de penser que les caractéristiques de l'émission ultrasonore influeront sur les performances de la méthode :

– l'émission peut être continue dans le temps, à fréquence fixe ;

– elle peut être codée, en amplitude ou en fréquence.

Ces distinctions vont nous faire analyser successivement :

– les appareils « Doppler » à émission continue, sans résolution du sens de la vitesse (dits « non directionnels ») ;

– les appareils « Doppler » à émission continue, à résolution du sens de la vitesse (dits « directionnels ») ;

– les appareils à émission codée en impulsions (dits « Doppler Pulsé ») ;

– les autres appareils à émission codée.

a) Les appareils « Doppler » à émission continue, non directionnels :

Un signal électrique continu, à la fréquence choisie pour les ultra-sons, excite en permanence le transducteur émetteur. Comme nous l'avons déjà dit plus haut, après propagation dans les tissus, l'onde sonore est rétrodiffusée par les globules rouges du sang et est reçue finalement par le transducteur réception (voir **fig. 25**). L'électronique qui suit le transducteur, très simple (voir **fig. 26**), met en évidence le battement entre le signal émis et le signal reçu.

Le signal basse fréquence obtenu, image auditive de la valeur absolue de la vitesse observée, est filtré pour éliminer les bruits en dehors de la bande utile, et envoyé après amplification sur un haut-parleur, ce qui permet à l'opérateur de réaliser une « analyse spectrale auditive » déjà très riche en renseignements. Ce signal est par ailleurs envoyé sur un fréquencemètre ou un analyseur de fréquence qui permettent d'éditer sur un enregistreur la courbe de la valeur absolue de la vitesse observée en fonction du temps (voir **fig. 27 B**).

Ce type d'appareil, simple et qui a bien sûr été le premier développé, présente un grave défaut : la méconnaissance du sens de l'écoulement, qui est un lourd handicap pour les mesures sur des écoulements de type pulsatile (voir **fig. 27 A** et **27 B**).

Son apport a cependant été très précieux.

b) Les appareils « Doppler » à émission continue, directionnels :

Ce type d'appareil est apparu un peu plus tard pour combler le handicap de la non connaissance du sens de l'écoulement.

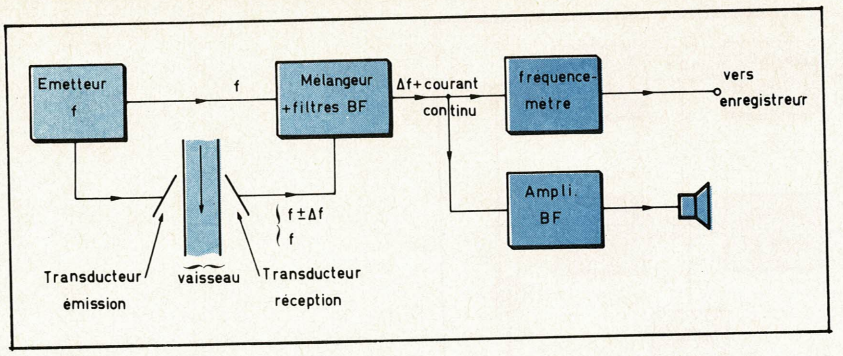


Fig. 26. – Synoptique d'un appareil Doppler à émission continue, non directionnel.

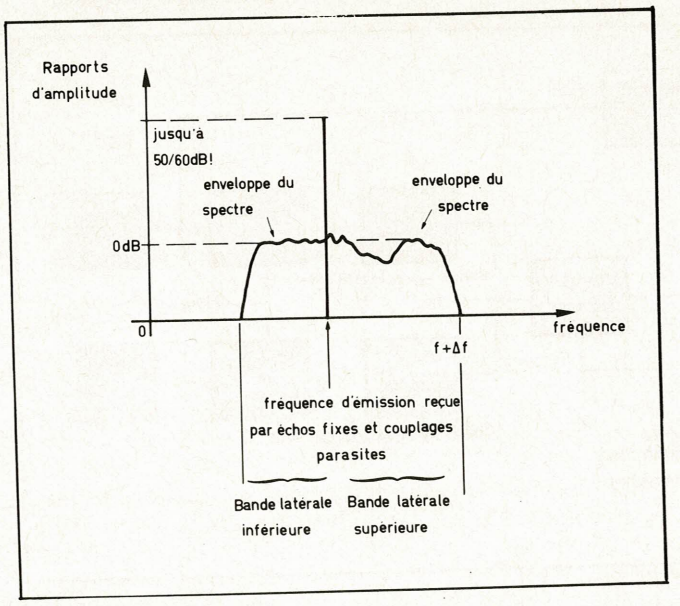


Fig. 28. – Le spectre du signal Doppler, observé sur un temps suffisant, s'étend de chaque côté de la porteuse.

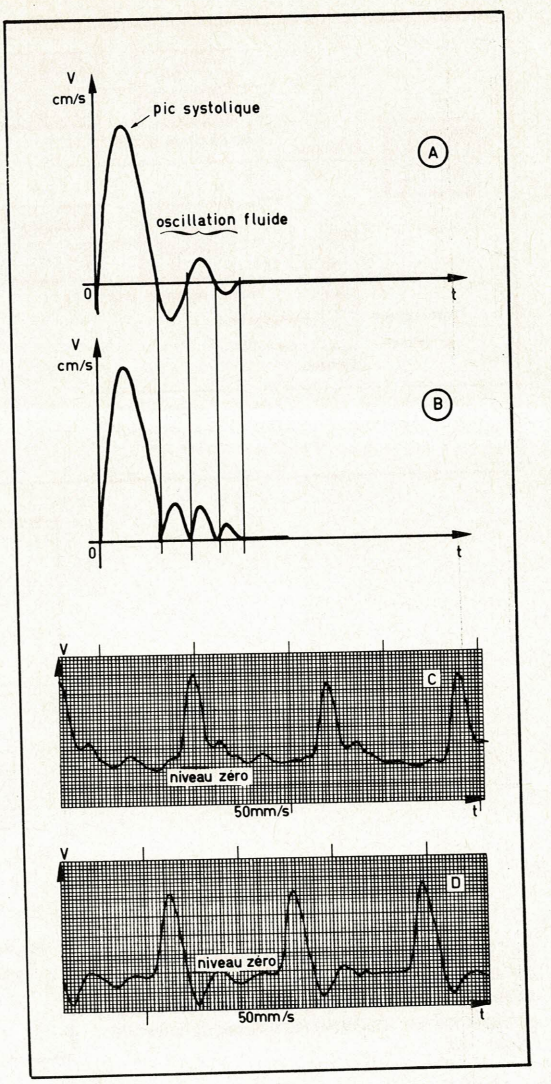


Fig. 27. – Courbe A. – Exemple de vitesse réelle en fonction du temps.
Courbe B. – Courbe restituée sur un appareil non directionnel. En noir : V courbe théorique ; en couleur : V avec bande passante limitée « arrondissant » les pointes.
Courbe C. – Tracé réel (artère radiale) obtenu avec un appareil commercial permettant le fonctionnement en mode non directionnel.
Courbe D. – Même tracé utilisant le même appareil mais en mode directionnel.

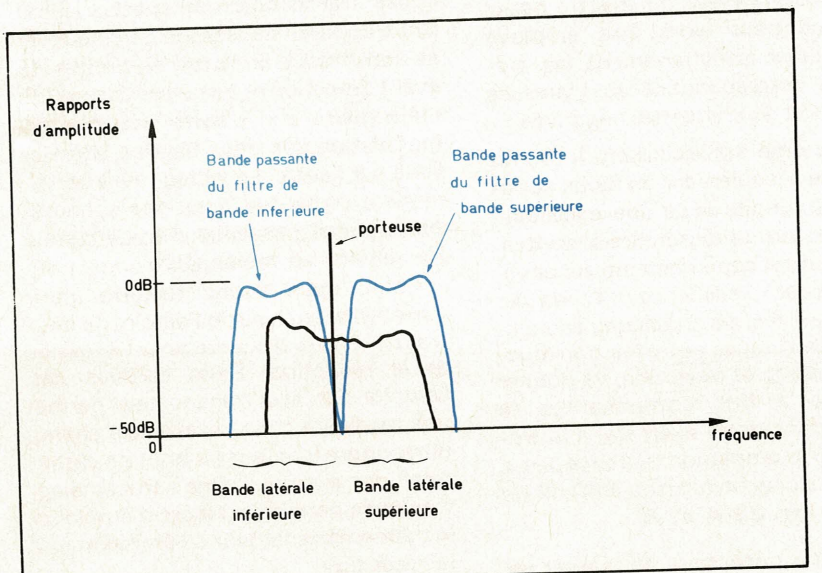


Fig. 29a. – Principe du filtrage des bandes latérales. Exemples de chiffres : f porteuse = 8 MHz ; largeur de bande des fibres : 8 kHz à – 3 dB ; facteur de forme – 3 dB / 50 dB = 1,1 environ. Les filtres peuvent être des filtres à quartz en treillis.

Rappelons que le signe du changement de fréquence Doppler dépend (par cos θ) du sens de la vitesse sanguine. Il y a donc création, de part et d'autre de ce que nous pouvons appeler la fréquence porteuse, de deux bandes latérales **(fig. 28)**, l'une correspondant aux vitesses positives (le sens pris comme référence étant arbitraire), l'autre aux vitesses négatives. Diverses techniques permettent de séparer ces bandes latérales.

Filtrage (fig. 29 A et B)

En employant des filtres à quartz semblables à ceux employés en télécommunication, il est possible de séparer les deux bandes latérales qui sont traitées ensuite chacune séparément par une chaîne semblable à celle de l'appareil non directionnel.

Si le coefficient de surtension des filtres, autour de la fréquence porteuse,

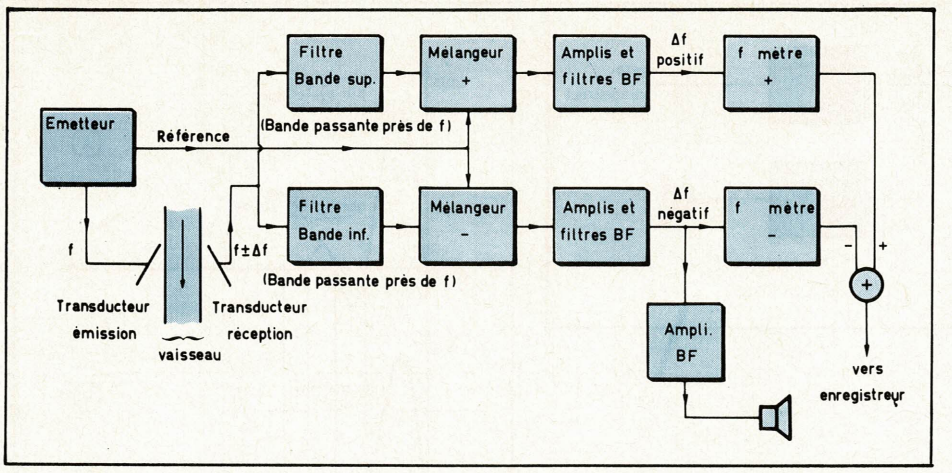


Fig. 29b. – Schéma synoptique des appareils Doppler à filtrage de bandes latérales.

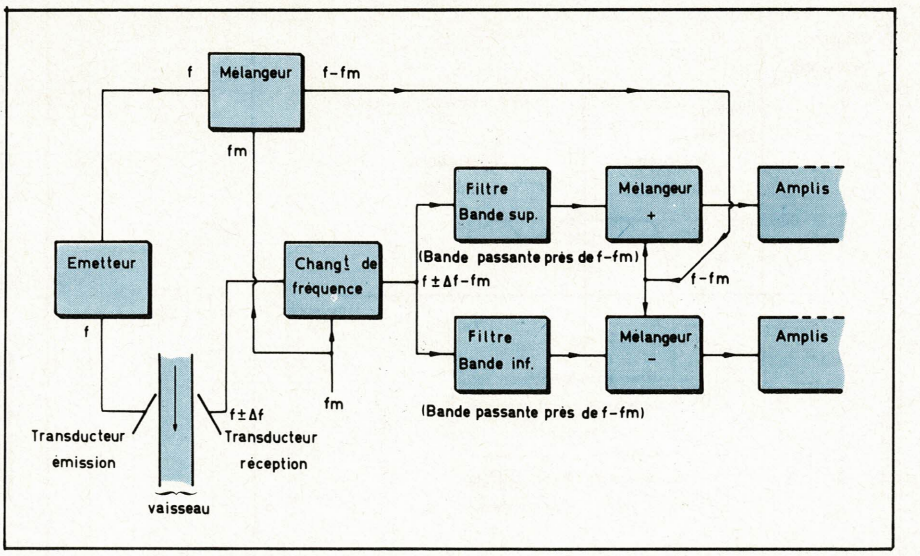


Fig. 30. – Si le coefficient de surtension des filtres est insuffisant, on peut réaliser un changement de fréquence et filtrer à fréquence plus basse (f_m = fréquence de l'oscillateur local du changement de fréquence).

est insuffisant, on peut réaliser un changement de fréquence **(fig. 30)** comme dans un récepteur superhétérodyne, et transposer le problème de filtrage à une fréquence inférieure.

En bout de chaîne, un sommateur assure « l'assemblage » des vitesses positives et négatives et restitue la courbe réelle **(fig. 29 B)**.

Détection de phase

On n'effectue plus un, mais deux battements entre le signal reçu et deux références à la fréquence d'émission, déphasées l'une par rapport à l'autre de 90° **(fig. 31)**.

La **figure 32** donne la représentation vectorielle de l'opération : on remarque que les deux signaux détectés sont identiques mais que leur phase relative a un signe qui dépend du sens de l'écoulement.

Ces signaux détectés sont ensuite filtrés, amplifiés, et après passage dans un fréquencemètre tenant compte de leur phase relative, actionnent l'enregistreur graphique.

Transposition du spectre en basse fréquence (fig. 33 A, B)

On effectue le battement entre le signal reçu par le transducteur réception et une référence à une fréquence différente de la fréquence porteuse d'une valeur relativement faible δF, par exemple – 15 kc/s. La bande latérale inférieure dans le cas de notre exemple est donc transposée en dessous de 15 kc/s et la bande latérale supérieure au-dessus de 15 kc/s. La porteuse est transposée à 15 kc/s.

Un seul analyseur de spectre basse fréquence peut alors être employé pour étudier simultanément les fréquences correspondant aux vitesses positives et aux vitesses négatives.

Ce système est séduisant. Il fournit le sens de l'écoulement de façon apparemment simple, avec une excellente résolution autour du zéro (faibles vitesses). Il existe cependant un inconvénient majeur : l'existence d'échos sur des cibles fixes, de couplages acoustiques et électriques entre les transducteurs émission et réception, va donner naissance à des composantes (à 15 kc/s dans notre exemple) à la fréquence δF, d'amplitude très supérieure à celle du signal utile (jusqu'à 60 dB de rapport !) **(fig. 33 A et B)**.

Il est donc nécessaire de réaliser un filtre réjecteur de fréquence, centré sur δF, possédant d'excellentes caractéristiques de stabilité (thermique et à long terme) et de réjection afin d'atténuer ces composantes à la fréquence δF, sans altérer les faibles vitesses auxquelles correspondent les fréquences proches, en plus ou en moins, de δF **(fig. 34)**.

Quel que soit le système de détection utilisé (filtrage avec ou sans changement de fréquence, détection de phase, transposition du spectre HF en BF), il apparaît nécessaire de conserver au maximum la linéarité des circuits HF avant détection et de ne pas saturer les mélangeurs afin d'éviter toute intermodulation des deux bandes latérales l'une par l'autre. Le lecteur aura certainement remarqué dans nos schémas synoptiques l'absence d'amplificateur HF devant les mélangeurs !...

Enfin, nous avons toujours parlé dans notre analyse de l'emploi de deux transducteurs distincts pour l'émission et la réception. Dans certains cas, l'emploi d'un seul transducteur permet une meilleure connaissance du champ ultrasonore (capteur en bout de cathéters* par exemple). Des astuces électroniques permettent alors d'employer le même transducteur à l'émission et à la réception.

* Cathéter : sonde souple que l'on introduit dans un vaisseau pour diverses investigations vasculaires.

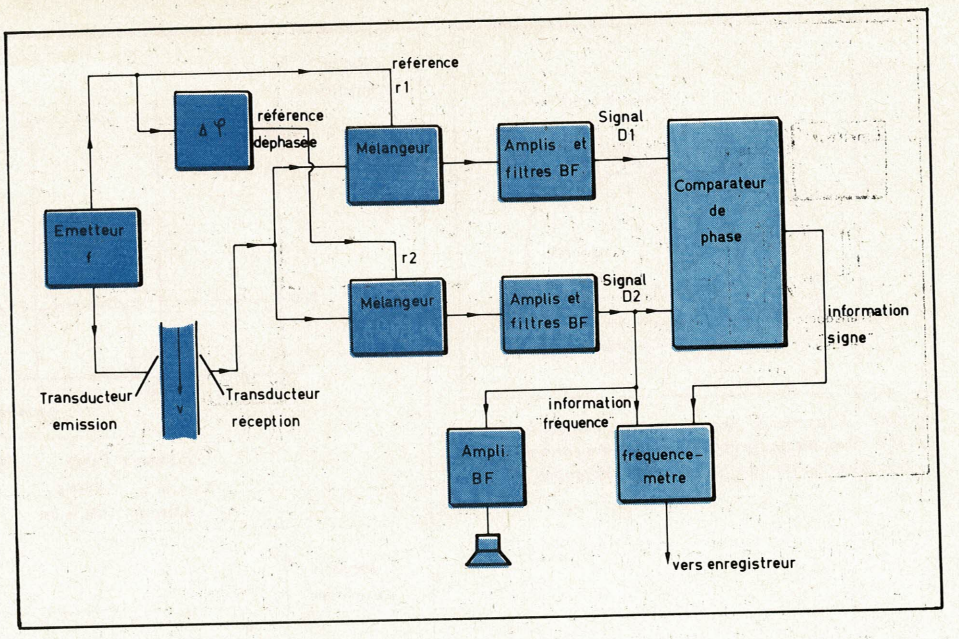


Fig. 31. – Synoptique d'un appareil directionnel à détection de phase.

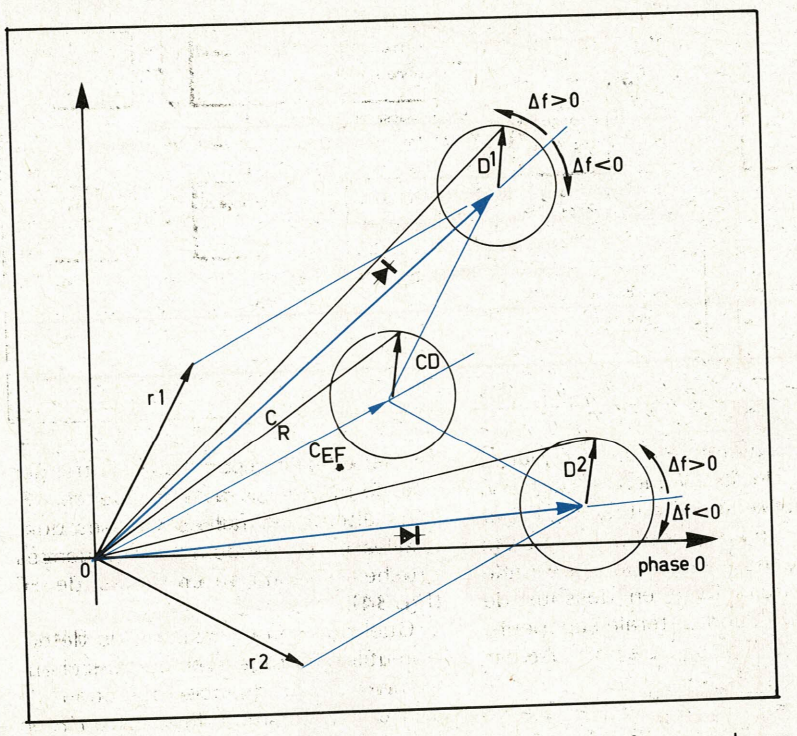


Fig. 32. – Principe de la détection de phase ; représentation vectorielle dans le plan de Fresnel. r_1 et r_2 sont les références ; C_{EF} est la composante d'échos fixés ; C_D est la composante Doppler ; C_r est la composante résultante des deux précédentes. La phase de D_1 par rapport à D_2 est positive pour $\Delta f > 0$ et négative pour $\Delta f < 0$.

c) Les appareils « Doppler » à émission codée :

Ces appareils, qui font appel à une technologie plus poussée, sont apparus relativement récemment.

Ils permettent en particulier la détermination de la distance à partir du transducteur où se fait la mesure de vitesse.

Un tel repérage est possible si l'émission ultrasonore, au lieu d'être continue comme dans tous les cas précédents, présente une caractéristique fonction du temps **(fig. 35)**.

La reconnaissance de cette caractéristique à la réception permet, compte tenu du retard par rapport à l'émission, de déterminer la profondeur à laquelle la réflexion des ultra-sons s'est produite (on suppose connue la vitesse de propagation des ultra-sons dans les tissus étudiés).

Diverses formes de codage sont possibles, portant sur la fréquence (ou la phase) ou l'amplitude.

L'émission d'impulsions est la forme de codage la plus simple et la plus répandue.

Appareils Doppler « pulsés »

Nous renvoyons le lecteur à tout ce qui a été dit dans notre précédent article au sujet de l'échographie. Un transducteur (en général céramique ferroélectrique unique) est incliné de façon à ce que l'onde ultrasonore qu'il émet rencontre le vaisseau à étudier **(fig. 36)**.

Il est alimenté par des impulsions HF récurrentes de durée T. Il y a réflexion partielle d'ultra-sons sur tous les interfaces rencontrés par le faisceau et le capteur reçoit donc, entre deux impulsions d'émission, les échos correspondant à ces divers interfaces. Un dispositif électronique de porte, réglable en largeur et en position, permet de ne retenir que les réflexions intéressantes. L'information vitesse est contenue dans le signal validé par la porte et est extraite par des circuits assez semblables à ceux décrits plus haut pour les appareils « continus ».

Les fréquences ultrasonores employées usuellement sont de l'ordre de 4 à 10 MHz. La durée de l'impulsion d'émission est de l'ordre de la microseconde, la fréquence de récurrence de 10 à 20 kHz.

Les systèmes Doppler « pulsés » sont très intéressants car ils permettent un repérage en distance du point de mesure, chose impossible avec les appareils « continus ».

Par ailleurs, la largeur de la porte peut être très réduite, et l'on peut alors

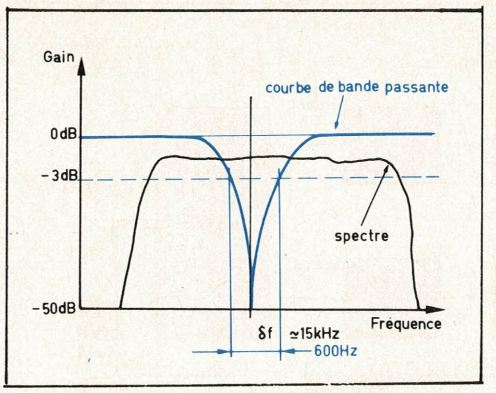


Fig. 34. – Exemple de bande passante nécessaire au filtre réjecteur de l'appareil Doppler directionnel à « transposition du spectre en basse-fréquence ».

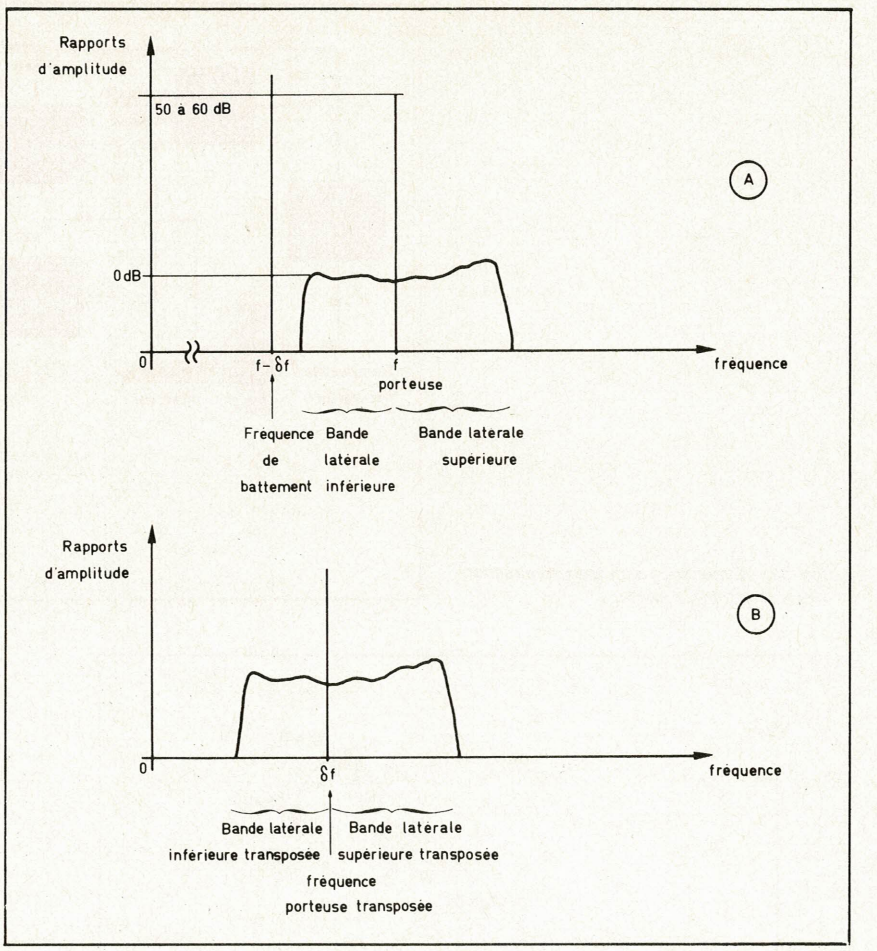


Fig. 33a et b. – Transposition du spectre Doppler en basse fréquence. Le spectre HF du graphique a devient le spectre du graphique b centré sur δf.

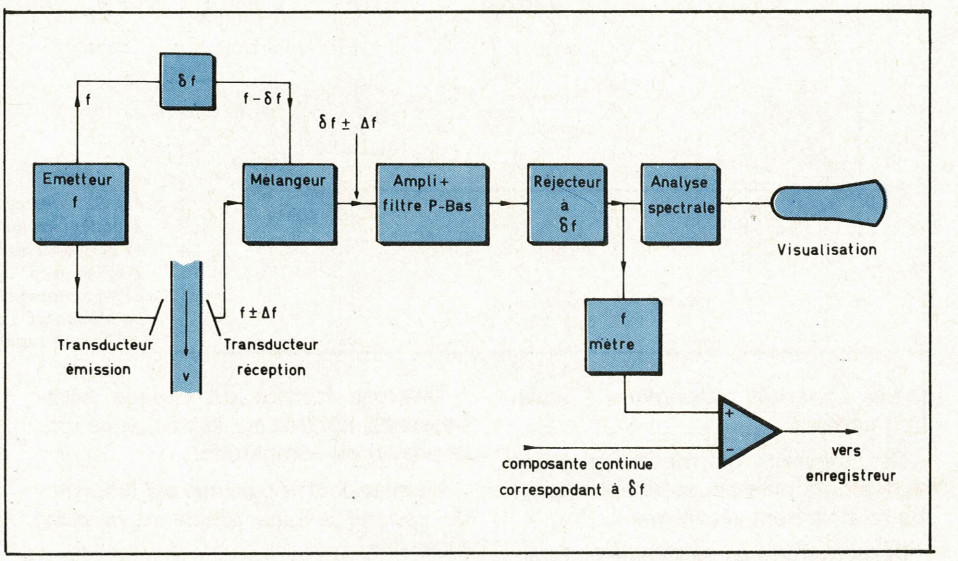


Fig. 33c. – Synoptique de l'appareillage correspondant au principe de la figure 33b.

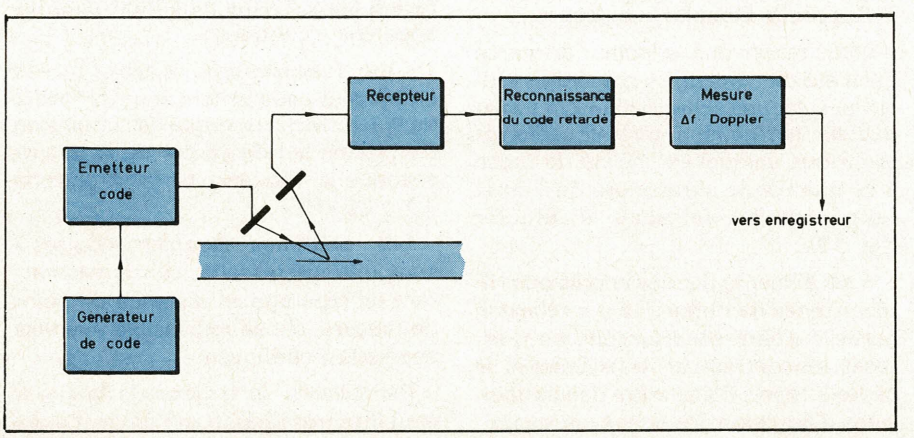


Fig. 35. – Appareils à émission codée ; l'émission possède une caractéristique fonction du temps, reconnue à la réception.

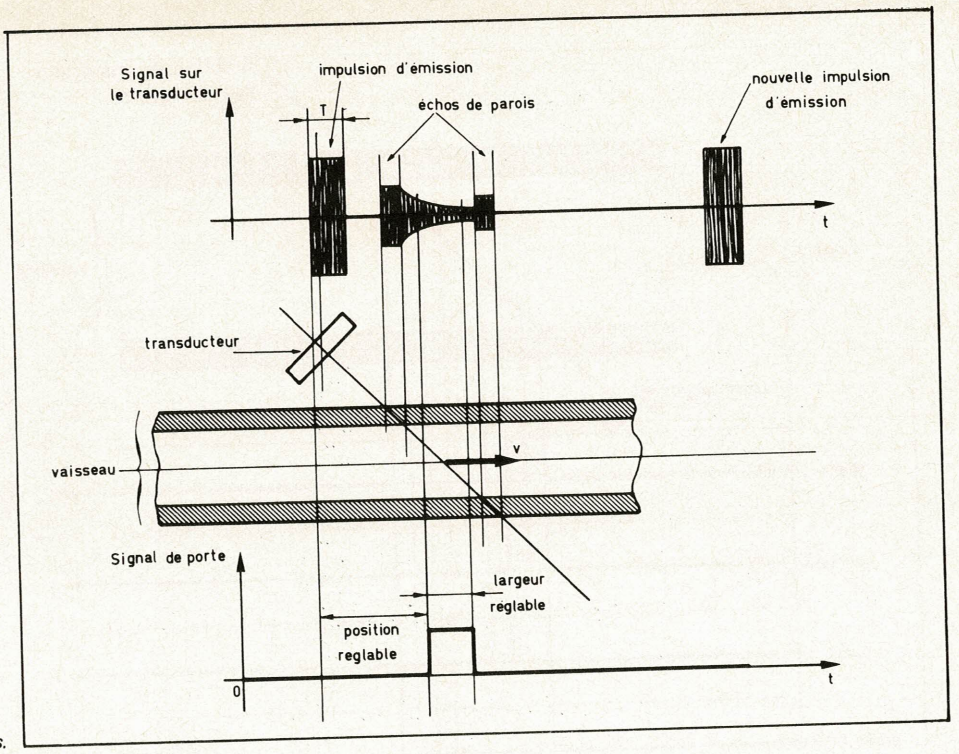


Fig. 36. – Principe des appareils Doppler pulsés.

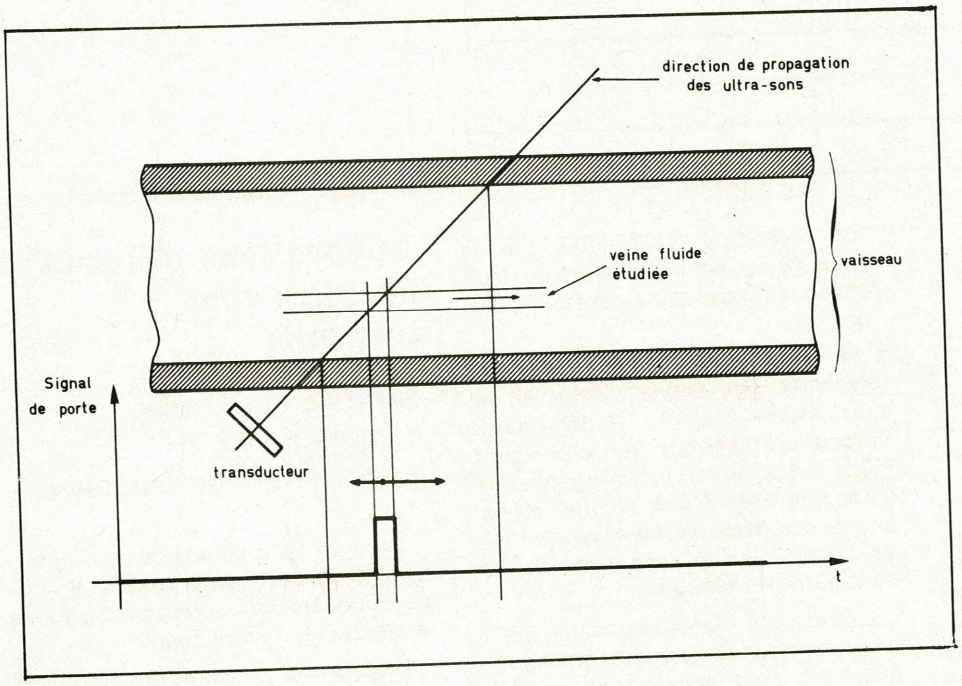


Fig. 37. – Principe du tracé d'un profil de vitesse dans un vaisseau.

mesurer la vitesse d'une veine de l'écoulement étudié et, en déplaçant la porte, tracer point par point un profil de vitesse dans le vaisseau observé **(fig. 37).**

Ces possibilités, du domaine du laboratoire, ont permis des travaux très intéressants sur les prothèses valvulaires cardiaques ou sur les prothèses vasculaires qui ont ainsi pu être l'objet de nombreuses améliorations.

Des appareils Doppler « pulsés » très sophistiqués permettent même le relevé automatique et rapide de ces profils en utilisant simultanément plusieurs portes, réparties sur le diamètre du vaisseau étudié, au lieu d'une seule que l'on déplace **(fig. 38).**

Autres formes de codage

Nous renvoyons le lecteur à notre premier article, p. 17, où il trouvera sous le titre « Time Delay Spectrometry » un exemple de codage portant sur la fréquence, et quelques lignes plus haut (bas colonne 2 – haut colonne 3, p. 17) un exemple de codage portant sur la phase.

Les appareils « écho-Doppler »

Bien grand nom !... Ce ne sont en fait que des Dopplers « pulsés ». Le lecteur aura certainement remarqué une certaine similitude entre l'échographie et le « Doppler pulsé » : tous deux utilisent l'émission d'impulsions ultrasonores pour obtenir un repérage en profondeur. « L'écho-Doppler » n'est en fait qu'un « Doppler pulsé » auquel on a adjoint les circuits de visualisation permettant de réaliser, simultanément à la mesure Doppler, une échographie de type A.

Ce principe permet par exemple l'estimation relativement précise de la section du vaisseau dont on observe la vitesse, ce qui permet un passage à l'estimation du débit, par voie transcutanée totalement atraumatique !...

Il permet aussi de mesurer la vitesse de déplacement de l'anneau mitral et de faire de façon fiable le diagnostic d'« insuffisance mitrale ».

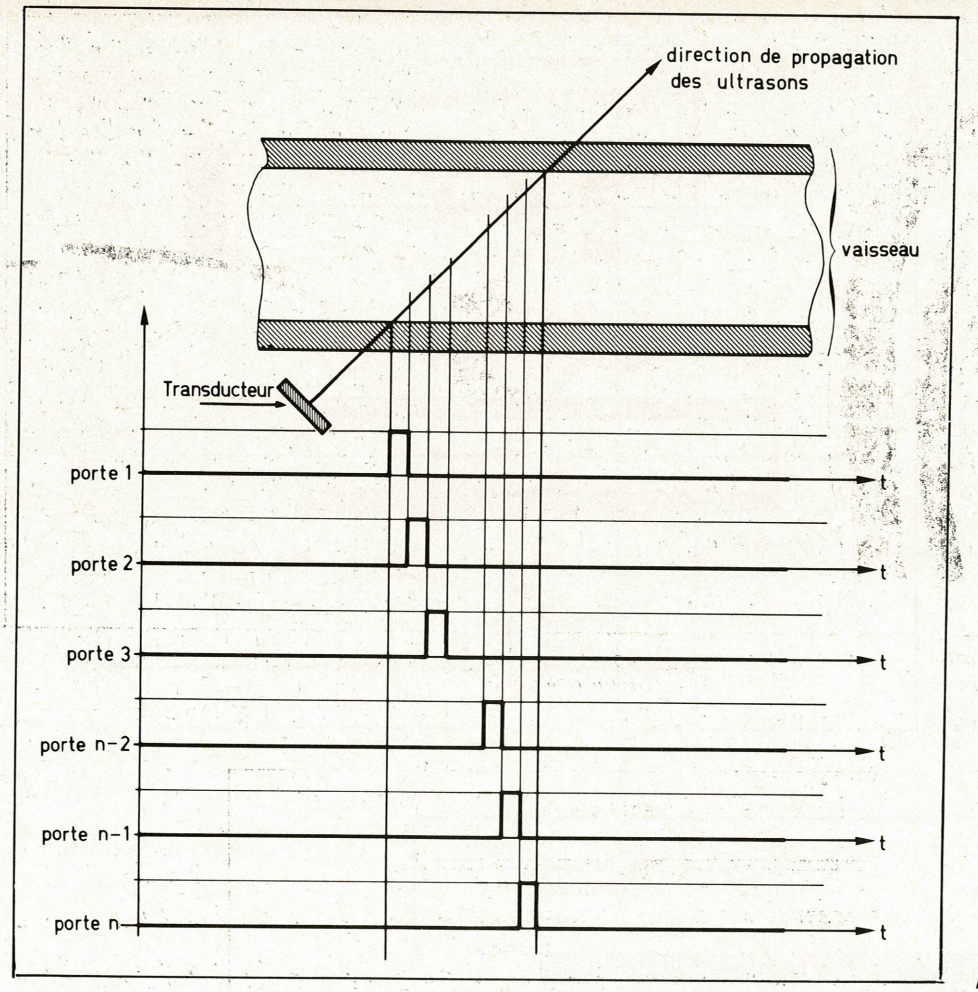


Fig. 38. – Doppler pulsé multiportes.

Que peut-on attendre de la vélocimétrie/ débitmétrie ultrasonore

Nous conclurons cette partie de notre exposé par un aperçu de ce que le médecin peut attendre, dès aujourd'hui, des mesures de vélocité sanguine :

● L'estimation transcutanée des vitesses sanguines permet, en complétant éventuellement la méthode Doppler par d'autres méthodes, des diagnostics précis, rapides (ce qui est parfois important) et totalement atraumatiques des troubles de la circulation artérielle et veineuse et de certains troubles cardiaques d'origine vasculaire. En intervention d'urgence (obstruction vasculaire accidentelle, embolie...), la méthode Doppler fournit au chirurgien des indications topographiques précises et le guide dans son geste.

● La mesure continue du débit cardiaque est, à quelques discussions près, un élément fondamental du diagnostic et de la surveillance en pathologie cardiovasculaire. Cette mesure ne peut se réaliser qu'en deux points : l'aorte initiale et le tronc de l'artère pulmonaire, tous deux traversés par la totalité du débit cardiaque.

La technique représentée par la **figure 39** permet une mesure du débit cardiaque totalement externe et atraumatique.

● La mesure des débits sanguins régionaux, des débits d'organes est d'un intérêt évident : la débitmétrie ultrasonore permet au chirurgien, grâce à des capteurs dits « périvasculaires » (voir **fig. 40**) de vérifier l'efficacité de son geste s'il vient par exemple de corriger une sténose vasculaire ou de réaliser un pontage.

L'étude des débits régionaux, liée à une épreuve d'effort ou pharmacologique, est tout aussi fondamentale (épreuve fonctionnelle à but diagnostique).

● Les nouvelles techniques (Doppler pulsé, écho Doppler) permettent par ailleurs des études fines des écoulements sanguins (diagnostic de sténoses vasculaires, de plaques athéromateuses, étude de la relation pression-débit dans un vaisseau permettant de caractériser l'état de sa paroi). Notons également l'intérêt de ces méthodes en cardiologie pour le diagnostic des troubles valvulaires (insuffisances mitrales en particulier), l'étude de la dynamique de la contraction cardiaque.

Citons enfin les tentatives actuelles de visualisation vasculaire.

Applications utilisant les ultra-sons transmis

Mesure de vitesse sanguine dite « par temps de transit »

Dans ce type d'appareils, on détermine la variation de la vitesse de propagation des ultra-sons en fonction de la vitesse de l'écoulement.

Dans un des principes mis en œuvre, on mesure le temps mis par une onde ultrasonore pour parcourir une distance déterminée dans le sens de l'écoulement puis dans le sens inverse. L'écart entre ces deux temps est proportionnel à la vitesse de l'écoulement (voir **fig. 41** le synoptique de l'appareillage).

On peut également mesurer la déviation d'un faisceau d'ultra-sons coupant l'écoulement, sous l'effet du déplacement du milieu de propagation (voir **fig. 42**). Ce principe est, on le comprend, de mise en œuvre plus difficile que le précédent.

Ces procédés sont assez peu employés en pratique courante où ils sont supplantés par les appareils « Doppler ».

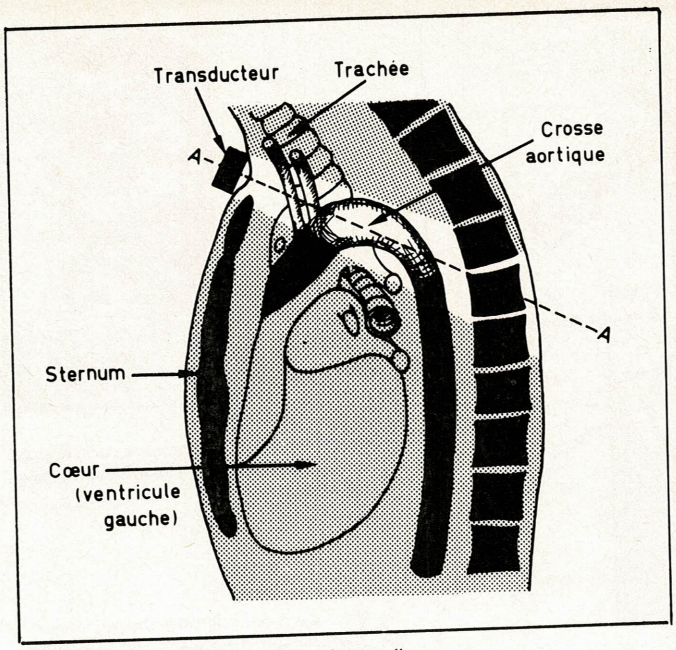


Fig. 39. – Technique de mesure du débit cardiaque. On peut voir une zone claire représentant la partie de la crosse aortique « illuminée » par le faisceau d'ultra-sons.

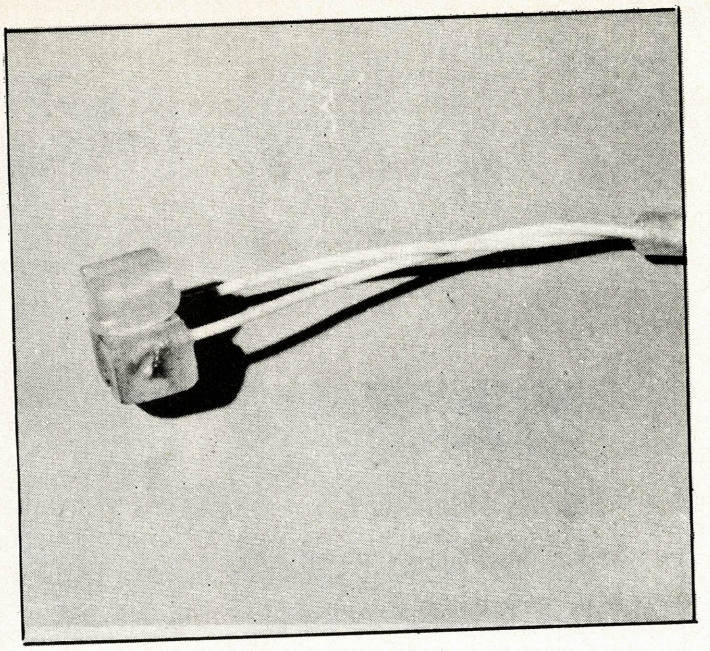


Fig. 40. – Un exemple de réalisation industrielle de capteur périvasculaire.

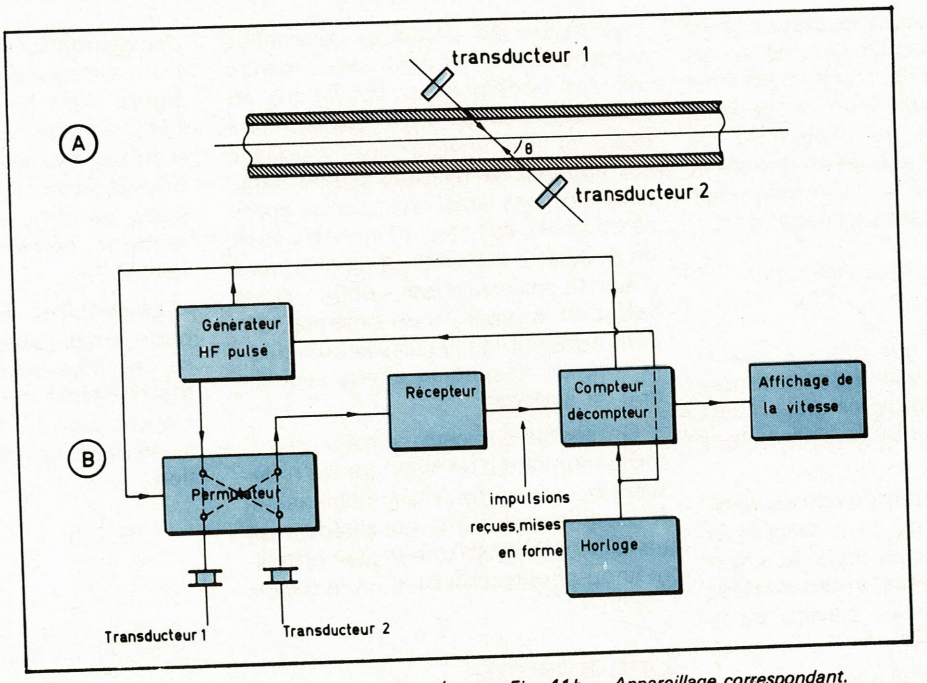


Fig. 41 a. – Vélocimètre par mesure du temps de transit.

Fig. 41 b. – Appareillage correspondant.

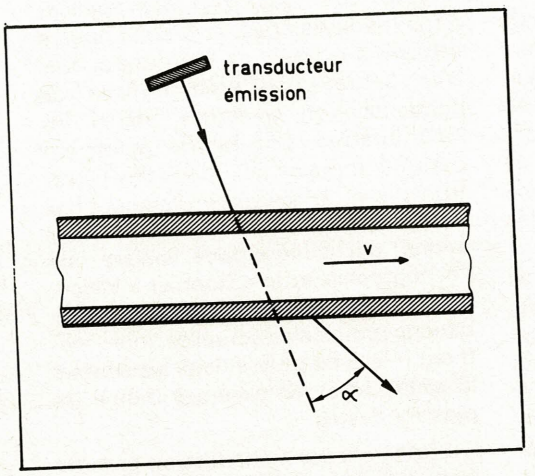


Fig. 42. – Déviation d'un faisceau d'ultra-sons sous l'effet de la vitesse de l'écoulement.

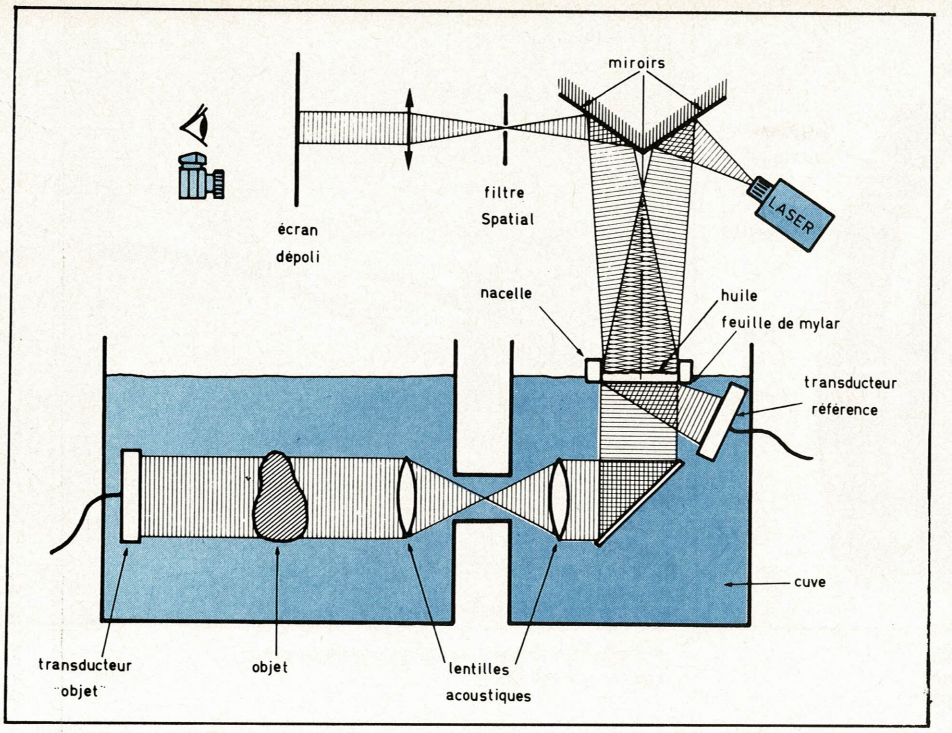


Fig. 43. – Imagerie ultrasonore par transmission. Reproduction de l'image par holographie acoustique.

Fig. 44. – La qualité de cette image obtenue par transmission d'ultrasons et holographie acoustique (procédé de la figure 43) permet de rêver (fœtus de 14 semaines ; fréquence ultrasonore de 5 MHz ; children's Hospital of San Francisco).

Il est bien sûr possible, comme avec les appareils « Doppler », de passer de la vitesse au débit si l'on connaît avec une précision suffisante la position angulaire relative du capteur et du vaisseau et la section de ce dernier et si l'écoulement est suffisamment proche de l'écoulement laminaire idéal.

L'imagerie ultrasonore par transmission

Nous avons vu que grâce à l'échographie, il était possible d'obtenir des images de divers organes dans divers plans (écho B, Time Delay Spectrometry).

Il est possible d'aborder le problème autrement et de ne plus considérer l'information contenue dans les ultrasons réfléchis ou diffusés mais dans les ultra-sons transmis au travers de la structure à examiner.

Le réel problème se situe au niveau de la captation de ce que l'on pourrait appeler « l'image radiante » (informations de l'image contenues dans l'onde ultrasonore au sortir de la structure examinée). Divers travaux ont été réalisés et utilisent soit des mosaïques piézoélectriques ou capteurs électrostatiques balayés électroniquement et fournissant un signal vidéo pour une visualisation T.V., soit des procédés d'holographie acoustique.

Le but de tous ces appareils est le même : fournir grâce aux ultra-sons une image dynamique, comparable au point de vue dimensionnel et contenu à une image de radiologie. Ces travaux sont récents et à l'heure où nous écrivons ces lignes, seuls quelques systèmes, presque encore expérimentaux, sont opérationnels.

La **figure 43** donne le schéma de principe d'un appareil expérimental utilisant l'holographie acoustique et dans lequel l'objet (ou le patient !...) à observer est immergé dans l'eau. Dans cet appareil, le faisceau d'ultra-sons, suffisamment large, est focalisé après sa traversée de l'objet et interfère avec un deuxième faisceau, semblable mais n'ayant pas traversé l'objet. Sous l'effet de la pression de radiation, il y a déformation de la surface du liquide et création d'un hologramme acoustique de surface.

On envoie sur cette surface déformée la lumière d'un laser qui est réfléchie et qui après filtrage spatial et focalisation permet la visualisation sur un écran dépoli où l'image peut être filmée ou photographiée si on le désire.

Conclusion

Notre tour d'horizon des applications médicales des ultra-sons nous a semblé, à la relecture de notre article, bien limitatif ! Il était difficile de condenser en quelques pages les innombrables possibilités qu'offrent dans ce domaine aux médecins l'électronique et la physique d'aujourd'hui. Le lecteur aura remarqué que nous avons particulièrement insisté sur l'échographie et le « Doppler » vasculaire. Ce sont là en effet les deux applications principales actuelles, journellement mises en œuvre dans les centres hospitaliers et les cliniques même les plus modestes.

L'imagerie par transmission prendra à coup sûr dans les années à venir une place de choix dans les moyens d'investigation. Il n'est pour s'en convaincre que de regarder la **figure 44** : la qualité technique de cette image est merveilleuse ! Et n'oubliez pas que cette image est obtenue de façon **totalement atraumatique** : les ultra-sons n'ont pas d'effet ionisant comme par exemple les rayons X.

Le couplage de ces moyens d'imagerie à des calculateurs, comme cela se fait déjà en radiologie, permettra d'améliorer encore les résultats. L'application clinique de routine de ces systèmes n'est plus de la science-fiction !

D. HEYDEN
Ingénieur d'Etudes
MIRA Electronique

Erratum

Malgré toute notre attention, quelques erreurs se sont glissées dans le texte de notre précédent article (Electronique Applications, n° 1, p. 12). Nous prions nos lecteurs de bien vouloir nous en excuser :

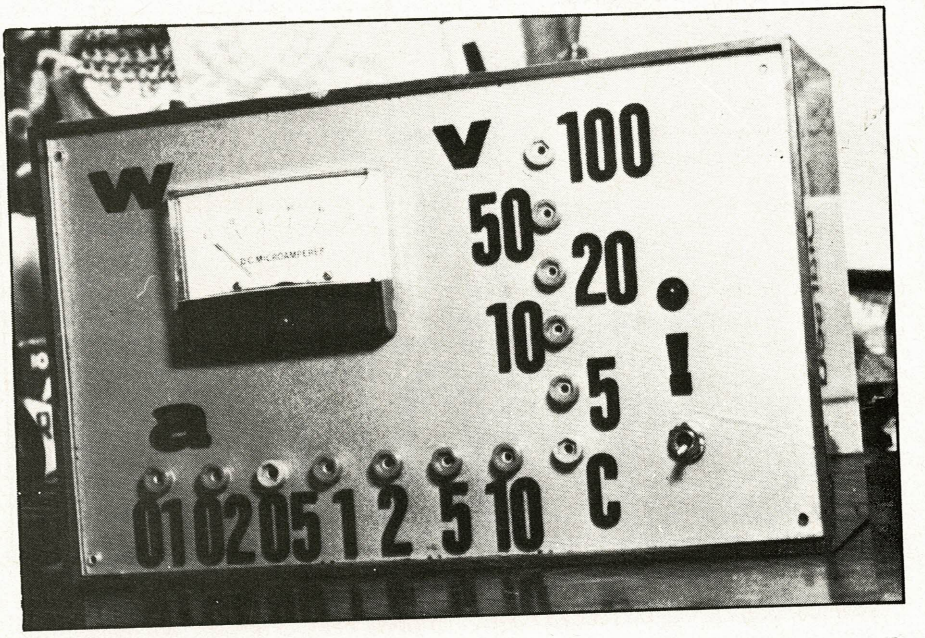
Figure 19, p. 17 : la forme de l'image obtenue doit bien sûr être identique à celle de l'objet, ce qui n'est pas évident sur le dessin !

Page 18, colonne 3, ligne 25 : lire « de la **contraction** cardiaque ».

Applications

L'une des applications les plus intéressantes d'un multiplicateur analogique intégré, tel que le MC 1595 déjà présenté à nos lecteurs, est la mesure des puissances. Dans ce domaine, il ouvre des voies nouvelles, inespérées. La mesure déborde immédiatement du cadre strictement industriel car elle permet de définir, par exemple, la position des pôles et des zéros d'un départ donné ou de définir immédiatement le caractère d'une impédance inconnue, etc. Sans aller jusque-là, rappelons d'abord quelques notions sur la puissance et les méthodes de mesure existantes :

Wattmètre à multiplicateur analogique



La puissance est définie, en électronique, comme le produit : $P = U.I$

On peut parler d'une puissance instantanée ou d'une puissance moyenne. En régime sinusoïdal, harmonique, la puissance moyenne dans un dipôle, parcouru par le courant instantané I et soumis à la tension U, est :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T U.I \, dt$$

Par exemple, pour une charge quelconque, si :

$U = U_M \cdot \sin \omega t$

$I = I_M \cdot \sin (\omega t - \varphi)$

la puissance instantanée sera :

$$P_i = U.I = U_M \cdot I_M \cdot \cos \varphi \cdot \sin^2 (\omega t - \varphi) + 1/2 \, U_M \cdot I_M \cdot \sin 2 (\omega t - \varphi)$$

et la puissance moyenne

$$P_m = \frac{1}{T} \int_0^T P \, dt =$$

On a noté : $U = U_M / \sqrt{2}$ et $I = I_M / \sqrt{2}$ les valeurs efficaces, alors que U_M et I_M représentent les valeurs crêtes.

Donc, connaître la tension efficace, seule, ou le courant efficace, ou même les deux en même temps, n'aide en rien la mesure de la puissance. Le déphasage entre l'onde de tension et de courant joue un rôle primordial. La **figure 1** montre un exemple de charge inductive ou légèrement inductive, où seule une multiplication peut nous donner la

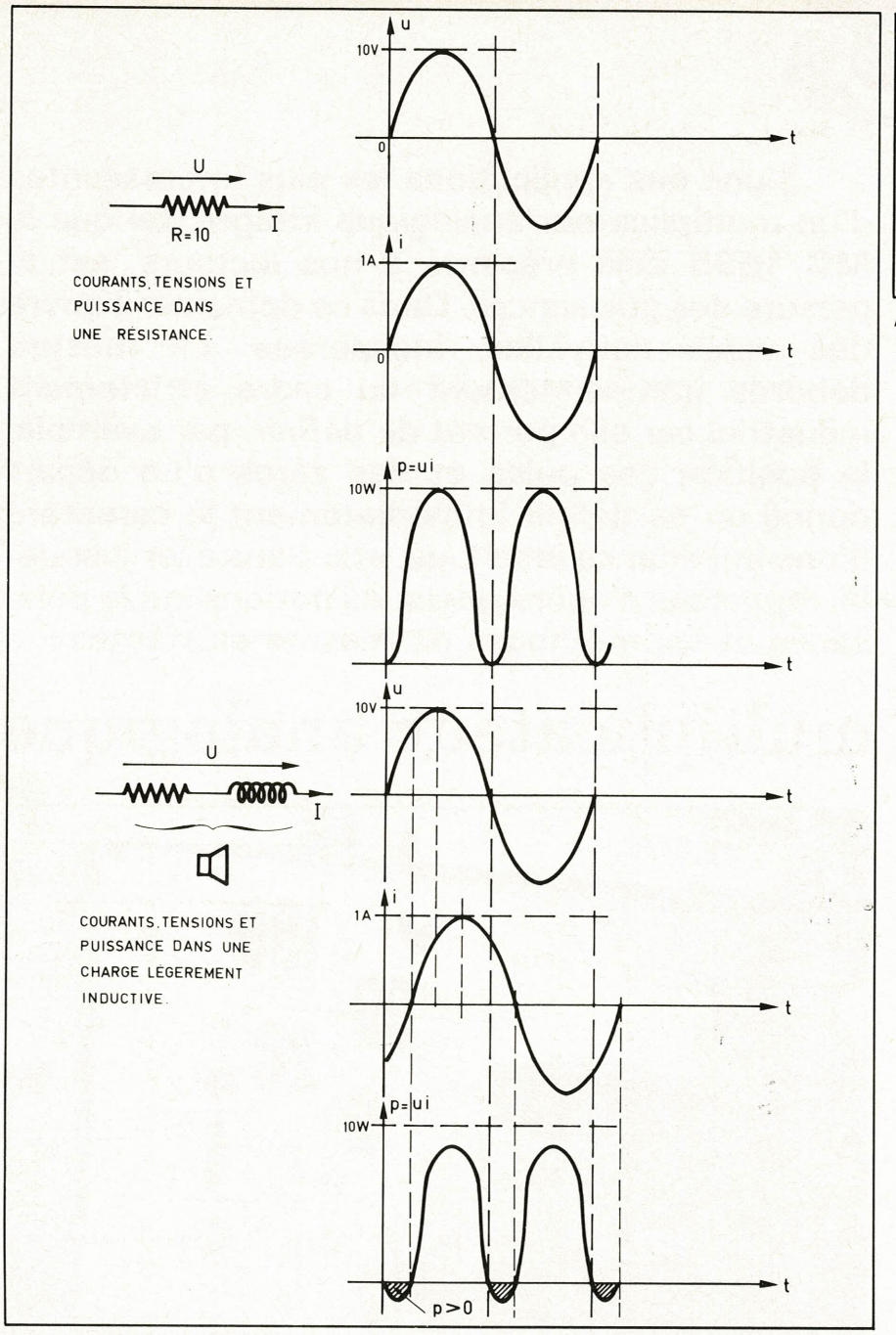


Fig. 1

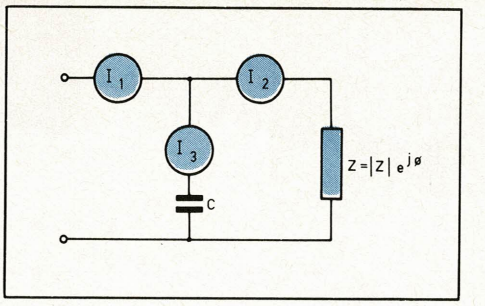


Fig. 2

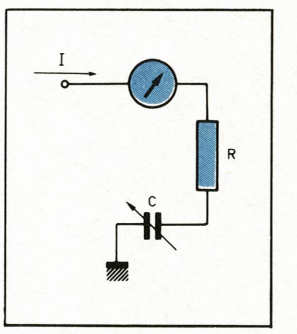


Fig. 3

puissance. Dans le cas du réseau alternatif, il y a des méthodes de mesure classiques, demandant des calculs plus ou moins longs. La **figure 2** donne un exemple de la puissance obtenue à l'aide d'un calcul mettant en jeu trois courants efficaces mesurés, ainsi qu'une réactance capacitive X_c, d'un condensateur connu. La précision est maximale à l'égalité des courants I_2 et I_3, qui peut s'obtenir par un bon choix de la valeur de C.

A part les méthodes utilisant une mesure à plusieurs instruments et un calcul par la suite, il y a bien entendu le wattmètre électrodynamique à cadre mobile où la force engendrée par le produit de deux courants vient compenser l'opposition d'un ressort qui se veut linéaire. Comme tous les instruments électrodynamiques, à cadre mobile, celui-ci ne dépasse pas les fréquences industrielles.

En radiofréquence, où le multiplicateur analogique prend une excellente place, on utilise souvent la méthode de la charge artificielle. Pour mesurer la puissance émise par un émetteur, par exemple, on remplace l'antenne par une résistance ayant la même valeur que la partie réelle de l'impédance de charge. Communément, on prend la valeur en ohms de l'impédance caractéristique, 50 Ω, 75 Ω, etc. La mesure doit être faite à la fréquence de travail. La résistance doit pouvoir dissiper la puissance. A 100 ou 150 W, on plonge les résistances de charge dans un liquide à faible température d'ébullition, tel le tétrachlorure de carbone. Des mesures faites avec une résistance chimique, pouvant dissiper à l'air libre, 5 W, ont montré qu'on peut monter à 15 m de longueur d'onde sans que la charge devienne réactive, tout en dissipant 150 W dans la résistance plongée dans le liquide en ébullition.

La charge artificielle, que montre la **figure 3,** a même une capacité variable pour annuler les effets de l'inductance parasite de la résistance à la fréquence de travail. La capacité parasite aux bornes de la résistance doit être faible également, ce qui demande une faible permitivité du liquide de refroidissement. Par la méthode de la charge artificielle, ou par des méthodes calorimétriques, on peut monter aisément à 1,5 kW ou plus.

Une méthode simple de mesure est celle qui utilise des ampoules électriques alimentées par l'émetteur et une mesure d'intensité lumineuse alimen-

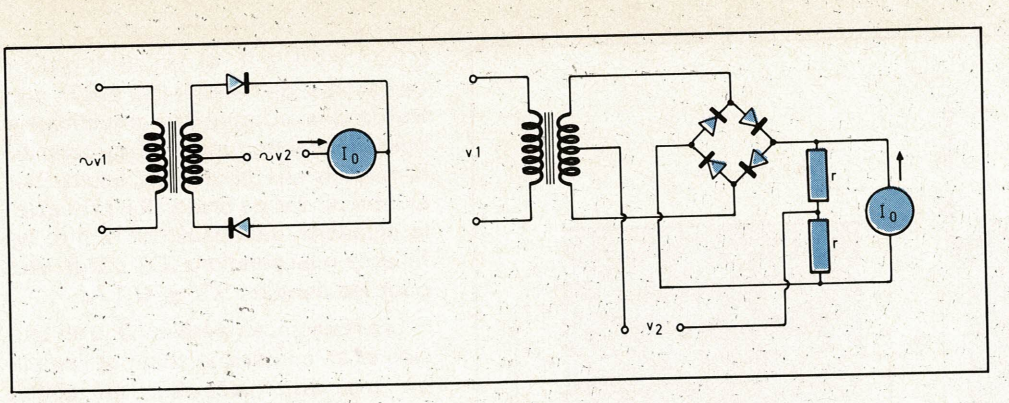


Fig. 4

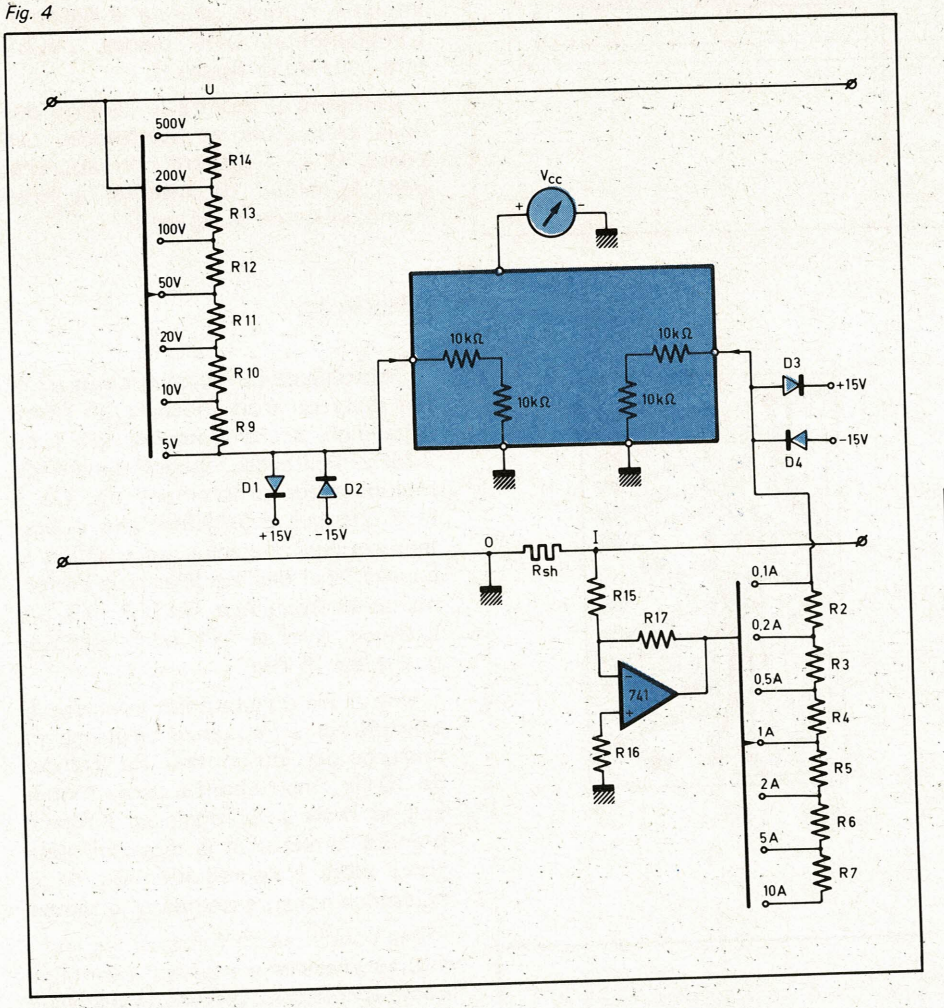


Fig. 6

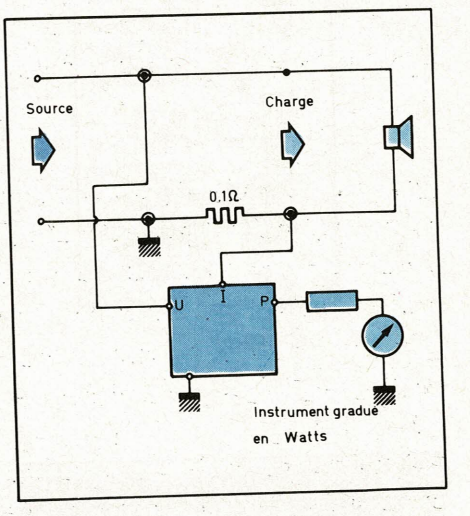


Fig. 5

tée par des cellules photoélectriques. La précision de toutes ces méthodes laisse souvent à désirer.

L'idée du multiplicateur pour la mesure des puissances n'est pas nouvelle. Les deux dispositifs de la **figure 4**, à diodes, peuvent parfaitement servir jusqu'à 300 MHz et au-delà. Malheureusement, un modulateur en anneau est généralement une pièce délicate, utilisant un ou deux transformateurs qui ne sont pas forcément large bande.

On peut mesurer la puissance à l'aide d'une thermistance calibrée, sujette au vieillissement. Mais on peut aussi utiliser un calculateur analogique de produit, comme le circuit intégré MC 1595 de Motorola. Il a été longuement décrit dans un précédent numéro. Comme indiqué sous la forme déjà décrite, il effectue le produit entre deux tensions V_x et V_y. La plaquette multiplicatrice peut alors servir à la mesure de puissances moyennes si l'on utilise un shunt de courant. Le schéma de principe d'une telle utilisation est celui de la **figure 5**. Les entrées X et Y et la plaquette étant symétriques, il suffit d'en choisir une pour la mesure de la tension et d'utiliser la tension aux bornes du shunt de courant pour la mesure de l'intensité. La puissance moyenne s'obtient par intégration, dans la bobine mobile, d'un instrument qui pourrait être, pour la circonstance, un contrôleur universel en position volts continus.

Nous avons testé l'appareil en audiofréquences, les charges étant des enceintes acoustiques. Une valeur de 0,1 Ω, de la résistance de shunt, se confond avec les quelques dizaines de milliohms des fils de liaison vers la charge. Cette valeur ne perturbe pas la mesure mais le signal recueilli, même à une dizaine d'ampères en charge, est faible.

Pour cette raison, un amplificateur opérationnel a été finalement utilisé, nous permettant de descendre jusqu'à 10 à 50 mA de courant de charge, la limite inférieure étant donnée par la tension d'offset de l'ampli-op non compensé et de sa dérive.

Réalisation

Le wattmètre prend alors l'allure du schéma de la **figure 6**. On y distingue :

Une série de calibres de tension à

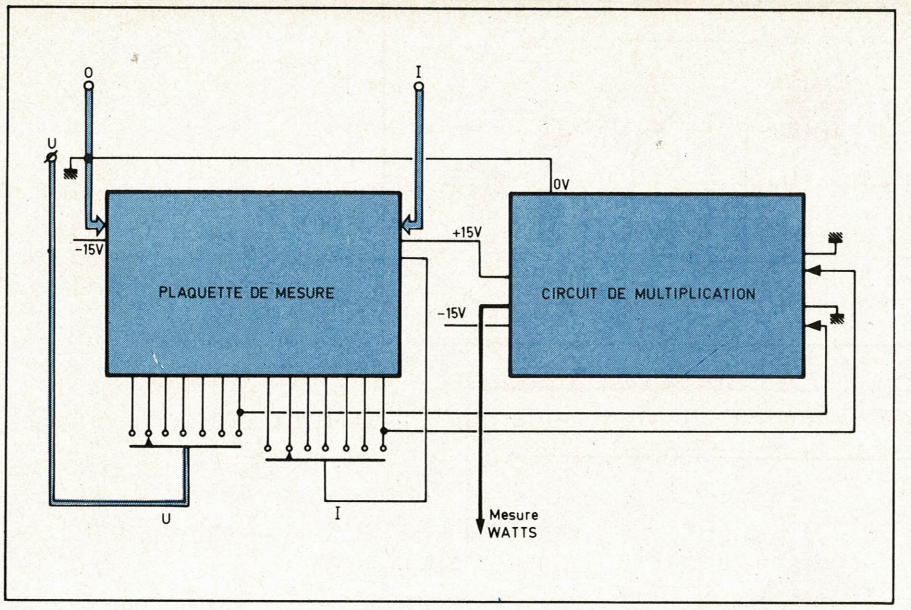


Fig. 9

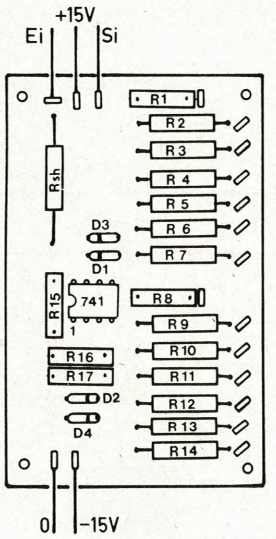


Fig. 7

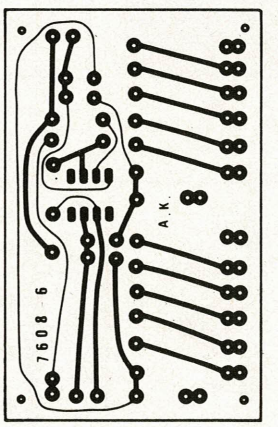


Fig. 8

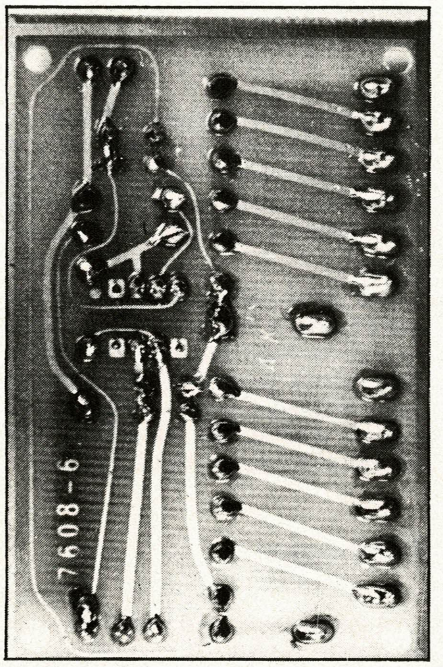


Photo 1.

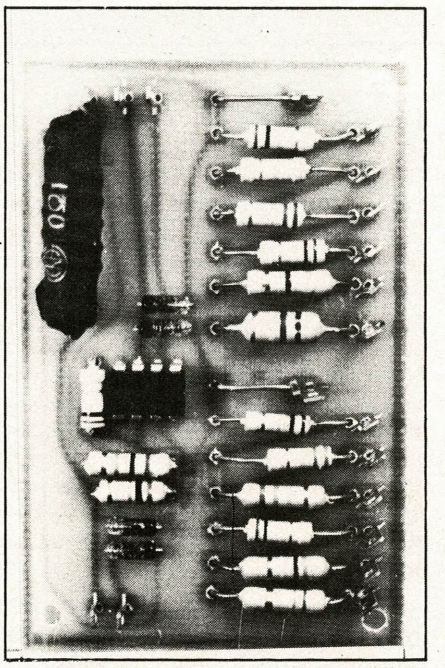


Photo 2.

2 kΩ/ V (R9 à R 14). Un autre groupe de calibres, de courant (R2 à R7), prélève la tension, issue d'un amplificateur opérationnel bon marché, qui amplifie la tension aux bornes du shunt Rsh. Quatre diodes de protection protègent la plaquette multiplicatrice contre les fausses manipulations (D1 à D4), sauf pour les échelles 5 V et 0,1 A.

Les résistances d'étalonnage en tension et en courant, le shunt et l'ampli-op trouvent place sur un circuit imprimé, comme celui de la **figure 7**. L'implantation, côté pièces, devant être celle de la **figure 8**.

La **figure 9** montre le câblage des deux plaquettes en wattmètre. Les points O, U, I doivent correspondre, dans le circuit de mesure, à leurs homologues de la figure 6.

Mesures

Le problème qui se pose, après avoir fait deux ou trois mesures en basse fréquence, est d'approcher les 1 ou 2 MHz, limite de fonctionnement du multiplicateur proprement dit. Or, il faut changer d'amplificateurs opérationnels (surtout celui qui amplifie le courant), par des modèles plus performants en fréquence. Un LM 118, par exemple. Avec le 741, on ne dépasse guère les 15 kHz.

Une autre constatation intéresse la très très basse fréquence. La puissance mesurée part du continu. En dessous de 10 Hz, l'instrument à cadre mobile palpite, mais un enregistreur XY peut prendre la relève et le dispositif peut servir alors à l'enregistrement de la puissance consommée dans le temps.

Les conduites de fours ou les laboratoires d'essais y trouvent avantage. Reste encore la possibilité de visualiser la puissance instantanée sur oscilloscope et d'explorer, en puissance, l'électronique non linéaire : fers qui saturent, varistances, transducteurs, etc.

A. Doris

Schémathèque

Les multivibrateurs astables s'apparentent à la classe des oscillateurs qui, travaillant avec une réaction totale, délivrent des signaux de forme rectangulaire. Les transistors y passent périodiquement de l'état saturé à l'état bloqué.

Le père des multivibrateurs est le montage d'Abraham-Bloch, qui reste le plus classique, et nous servira à une analyse détaillée du fonctionnement. Il existe d'autres circuits astables à transistors discrets, dont nous donnerons quelques exemples parmi les plus typiques. Enfin, les circuits intégrés, qu'il s'agisse de circuits de logique, ou d'amplificateurs opérationnels, peuvent aussi donner lieu à d'intéressantes réalisations de multivibrateurs.

Les multivibrateurs astables

Le multivibrateur d'Abraham-Bloch

Son schéma, classique, est celui de la **figure 1**. Son fonctionnement repose sur le fait que l'un des transistors est saturé, lorsque l'autre est bloqué. Si β est le gain, supposé le même, de chacun des transistors, cette condition implique une relation entre les valeurs des résistances de bases, et celles des résistances de collecteurs. Supposons en effet T_1 saturé : il faut pour cela que le courant de collecteur I_c crée, dans R_1, une chute de tension $R_1 I_c$ égale à la tension d'alimentation E. Cela impose un courant de base I_b égal ou supérieur à I_c/β. Or, si on néglige, devant E, la différence de potentiel émetteur-base de T_1, I_b est donné par la relation :

$$I_b = \frac{E}{R_3}$$

Il n'y aura donc saturation que si, finalement :

$$R_3 \leqslant \beta \cdot R_1$$

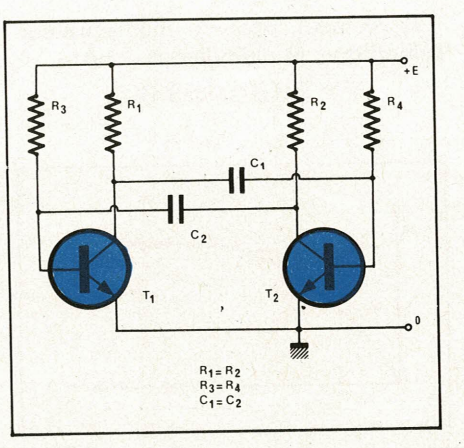


Fig. 1

Lors de la mise sous tension, l'un des deux transistors passe nécessairement au blocage et l'autre à la saturation. Un état où ces deux éléments conduiraient n'est en effet pas stable : par exemple, toute diminution accidentelle du courant I_{c1} dans le collecteur de T_1, entraîne une augmentation du potentiel de ce collecteur. Transmise par C_1 à la base de T_2, cette augmentation accroît la conduction de T_2, d'où abaissement de son potentiel de collecteur. Il en résulte alors, par C_2, une diminution du potentiel de base de T_1, d'où nouvelle diminution de I_{c1}, jusqu'à ce que T_1 soit bloqué, et T_2 saturé.

Le mécanisme de l'oscillation

Admettons que la transition décrite ci-dessus vienne de s'accomplir : T_1 est bloqué, T_2 saturé. Comme T_2 était précédemment bloqué, son potentiel de collecteur est très rapidement passé de + E à 0. Transmise par le condensateur C_2, cette variation brutale, appliquée à la base de T_1, la fait passer de + 0,6 volt (pour un transistor au silicium dans l'état conducteur) à – E + 0,6 V, soit approximativement – E.

A partir de cet instant t_o, que nous choisirons comme origine des temps, C_2, dont l'armature de droite est au potentiel 0, se décharge exponentiellement à travers R_3. Le potentiel de la base de T_1 évolue donc comme le montre la courbe **a** de la **figure 2**. Pendant ce temps, V_{b2}, potentiel de la base de T_2, est très voisin de 0 (courbe **b**). Les potentiels des collecteurs, V_{c1} et V_{c2}, sont respectivement + E et 0 (courbes **c** et **d**).

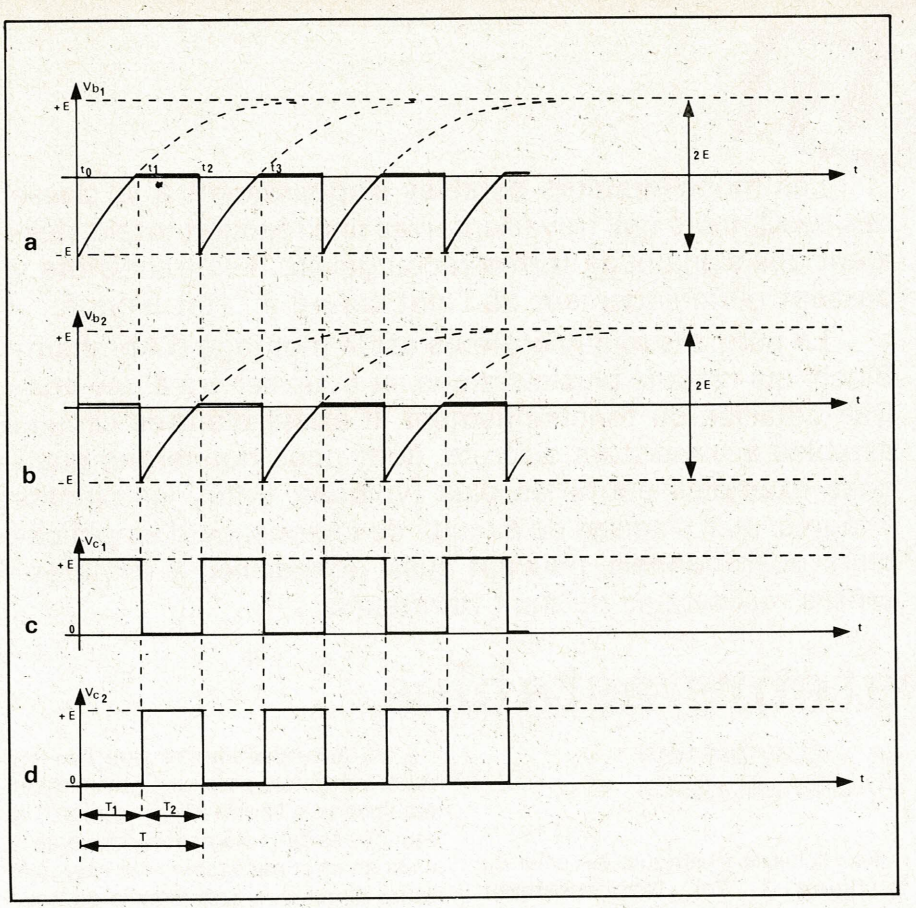


Fig. 2

A l'instant t_1, la tension V_{b1} atteignant, puis dépassant légèrement 0, T_1 commence à conduire. Par le mécanisme symétrique de celui que nous exposions plus haut, ceci entraîne le basculement très rapide du système : T_1 se sature, donc V_{c1} tombe à 0 ; T_2 se bloque, donc V_{c2} passe à + E. Transmise par le condensateur C_1, la brusque variation de potentiel du collecteur de T_1 amène la base de T_2 à – E.

Entre les instants t_1 et t_2, c'est maintenant le condensateur C_1 qui se décharge à travers la résistance R_4, jusqu'à ce que le potentiel V_{b2} de la base de T_2 dépasse légèrement celui de la masse. Un nouveau basculement intervient, et le dispositif, revenu dans son état de départ, commence un nouveau cycle.

Calcul de la période

La période T des oscillations **(fig. 2)** est la somme des temps T_1 et T_2 mis par chacun des potentiels des bases, pour évoluer de la valeur – E à la valeur 0. Ayant supposé égaux deux à deux tous les composants analogues du multivibrateur de la **figure 1**, nous obtenons pour T_1 et T_2 des durées égales. Désignons par τ la constante de temps R_3C_2, ou R_4C_1.

Si l'exponentielle qui représente l'évolution des potentiels des bases n'était pas ininterrompue mais continuait sa montée pour atteindre asymptotiquement la tension + E, l'écart total des tensions serait 2E. En fait, on arrête cette exponentielle au milieu de sa croissance **(fig. 3)**. A un instant t donné, la croissance de tension est :

$$v = 2E\ e^{-\frac{t}{R_3 C_2}}$$

d'où on tire :

$$t = -R_3 C_2 \log . \frac{v}{2E}$$

La durée T_1 correspond à v = E, donc :

$$T_1 = -R_3C_2 \log \frac{1}{2}$$

$$T_1 = 0{,}69\ R_3C_2$$

(rappelons qu'il s'agit ici de logarithmes népériens).

Finalement, pour un multivibrateur symétrique, la période est donc :

$$T = 2\ T_1 = 1{,}38\ R_3C_2$$

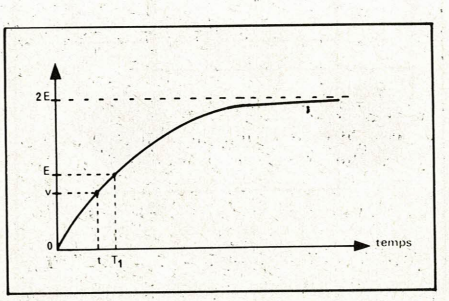


Fig. 3

où R s'exprime en ohms, C en farads, et T en secondes. Pour un multivibrateur dissymétrique, il faudrait ajouter les valeurs de T_1 et T_2 calculées séparément.

Le problème du temps de montée

Dans la réalité, les créneaux n'ont pas la forme parfaite des signaux représentés à la **figure 2**. Considérons en effet, sur le collecteur de T_1 par exemple, la transition que nous avons supposée intervenir instantanément à l'instant t_2, c'est-à-dire quand T_1 passe de la saturation au blocage. En fait, lorsque T_1 se bloque, donc que T_2 se sature, l'armature de gauche du condensateur peut être considérée comme pratiquement reliée à la masse, puisque l'espace base-émetteur de T_1 conduit. Pour que l'armature de droite de C_2 arrive au potentiel + E, il faut que ce condensateur, initialement déchargé, se charge à travers la résistance R_2. Le flanc montant du créneau se présente donc **(fig. 4)** comme une exponentielle croissant avec la constante de temps R_2C_2. Il en est de même, avec la constante de temps R_1C_1, pour le flanc montant des créneaux de collecteur du transistor T_1.

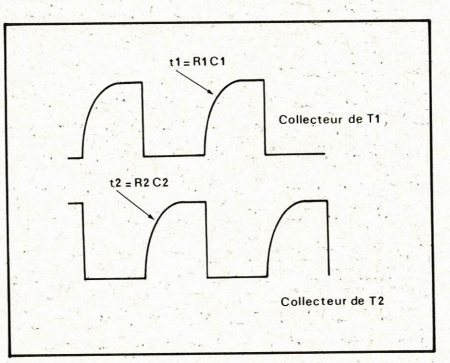


Fig. 4

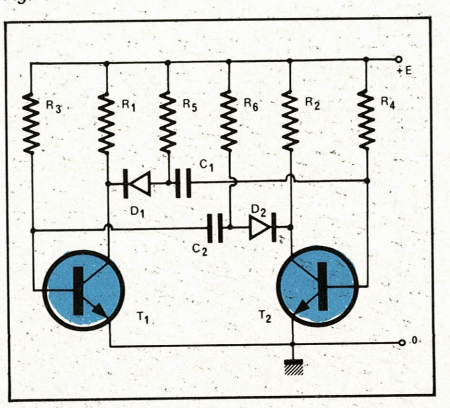


Fig. 5

On peut remédier à cet inconvénient par l'artifice illustré à la **figure 5**. Grâce aux diodes D_1 et D_2, les potentiels des collecteurs peuvent, lors du blocage, atteindre la valeur + E très rapidement, sans attendre la charge des condensa-

teurs C_1 et C_2, puisque les diodes sont bloquées tant que cette charge n'est pas terminée. Naturellement, à la montée comme à la descente, il reste encore les durées inhérentes aux caractéristiques de communation des transistors, et aux capacités parasites branchées en parallèle sur les résistances de collecteurs. Pour atteindre des durées très faibles, on choisira des transistors pour commutation rapide, et on les chargera par des résistances faibles.

Commande du rapport cyclique et de la fréquence

Chaque fraction T_1 ou T_2 de la période T est fixée par la constante de temps correspondante, selon le calcul que nous avons exposé plus haut. Lorsqu'on souhaite agir sur le rapport cyclique des créneaux délivrés, sans pour autant modifier la fréquence d'oscillation, donc la période, il suffit de modifier simultanément T_1 et T_2, en laissant leur somme constante.

La **figure 6** montre un moyen d'y parvenir. Les résistances des bases sont ici respectivement constituées par les portions AC et CB de la piste d'un potentiomètre P, dont le curseur retourne au + de l'alimentation. Le

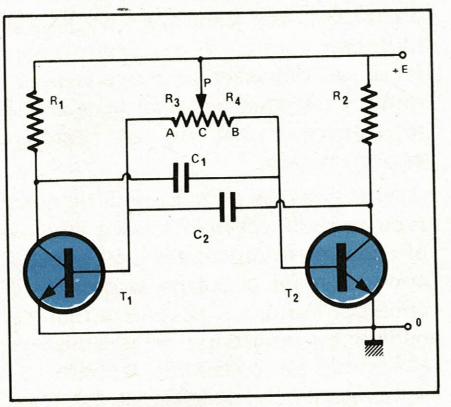


Fig. 6

déplacement de ce curseur réduit l'une des constantes de temps, en même temps qu'il augmente l'autre.

Pour faire varier la fréquence, il suffit de commander le potentiel auquel sont ramenées les résistances des bases : changeant ainsi l'excursion totale de tension, on modifie la pente des exponentielles représentant les variations de V_{b1} et V_{b2}. L'impédance de la source alimentant R_3 et R_4 doit alors rester négligeable, vis-à-vis des valeurs de ces résistances. D'autre part, il peut être agréable de commander la fréquence par une tension. Ces deux exigences sont conciliées dans le circuit de la **figure 7**, qui fait intervenir un transistor T_3 monté en collecteur commun, et sur la base duquel on applique la tension de commande u.

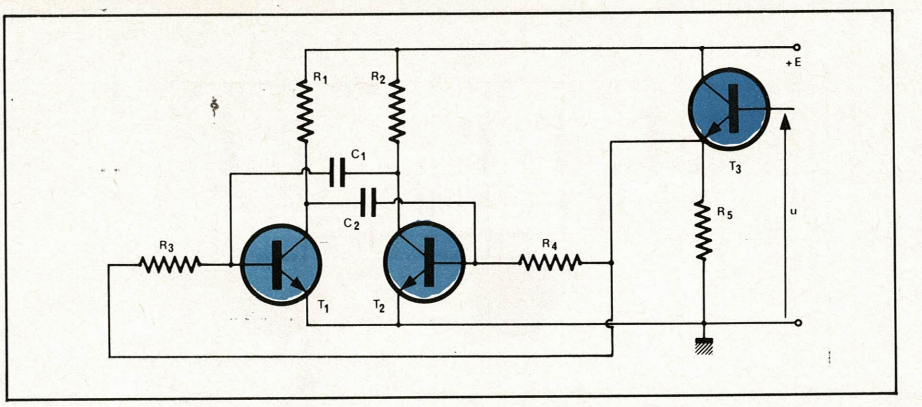


Fig. 7

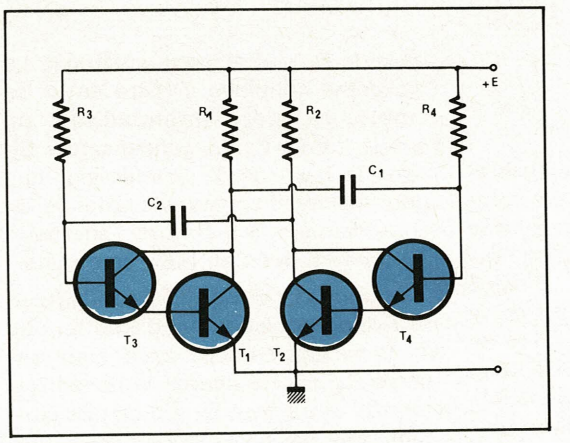


Fig. 8

L'accès aux très basses fréquences

Dans le schéma de la figure 1, chaque fraction T_1 et T_2 de la période T est proportionnelle aux constantes de temps R_3C_2 et R_4C_1, respectivement. Une diminution de fréquence s'obtient donc soit par l'accroissement de capacité des condensateurs C_1 et C_2, soit par l'augmentation des valeurs des résistances R_1 et R_2. La première solution conduit vite, pour les fréquences basses, à l'adoption de condensateurs encombrants et coûteux.

D'autre part, une fois choisies les résistances de charge R_1 et R_2, on ne peut dépasser, pour R_3 et R_4, la valeur βR_1 ou βR_2. Pour utiliser de grandes résistances dans les bases, il convient donc de disposer de transistor à gain élevé. Une solution indirecte réside dans l'utilisation du montage Darlington, qui mène au schéma de la **figure 8**. Si β_1 et β_3 sont les gains en courant des transistors T_1 et T_3, l'ensemble se comporte comme un transistor unique, de gain

$$\beta = \beta_1 \beta_3$$

La valeur maximale autorisée pour R_3 est alors :

$$R_{3\,max} = \beta_1 \beta_3 \; R_1$$

Toutes choses égales par ailleurs (mêmes résistances de collecteurs, mêmes capacités C_1 et C_2), on pourra obtenir une période β_1 fois plus longue avec le circuit de la figure 8 qu'avec celui de la figure 1.

Une autre solution, au problème des très basses fréquences, repose sur l'emploi de transistors à effet de champ. Avec deux FET T_1 et T_2, l'équivalent du multivibrateur d'Abraham-Bloch décrit à la figure 1, devient celui de la **figure 9**. Nous n'en détaillerons pas le fonctionnement : les méthodes de raisonnement, sinon la nature des paramètres mis en jeu, ressemblent à celles que nous avons exploitées dans le cas des transistors à jonctions. La possibilité de choisir des résistances de grilles très élevées, jusqu'à quelques centaines de mégohms, permet d'atteindre des périodes avoisinant l'heure, avec des condensateurs de 1 μF seulement.

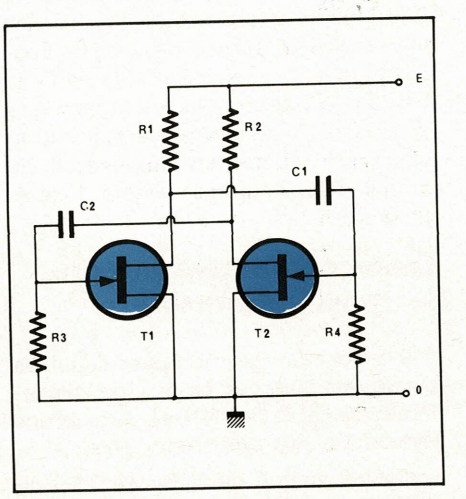


Fig. 9

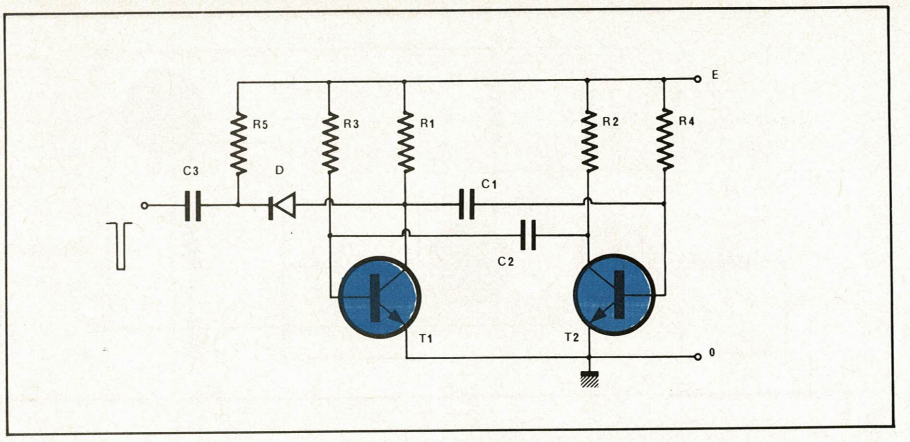


Fig. 10

Synchronisation d'un multivibrateur

La période propre d'un multivibrateur, imposée par le choix de ses composants, est facile à raccourcir à l'aide d'impulsions de synchronisation, qui provoquent un basculement anticipé du dispositif. L'intérêt principal de la méthode réside dans la possibilité de stabiliser la fréquence à l'aide d'un oscillateur pilote. Les applications à la division de fréquence, ou à sa modulation, ont perdu de leur importance depuis l'apparition des circuits intégrés logiques, qui réalisent élégamment la division, et des générateurs de fonctions, qui excellent dans la deuxième.

L'un des circuits utilisables est celui de la **figure 10**. Par la résistance R_5, le potentiel de repos de la cathode de la diode D est maintenu à + E. Une impulsion négative, appliquée à travers C_3, rend la diode conductrice, et parvient sur le collecteur de T_1. Supposons que ce transistor, bloqué lors de l'arrivée de l'impulsion, approche de l'instant où il aurait spontanément basculé vers la saturation. L'impulsion sera transmise par C_1 à la base de T_2, dont le potentiel, alors nul, deviendra négatif (voir fig. 2) : T_2 se bloque, et le multivibrateur bascule.

On peut d'ailleurs perfectionner le montage en attaquant, par les mêmes impulsions, et à l'aide de circuits identiques, à la fois les collecteurs de T_1 et de T_2. Chaque basculement sera déclenché, si la fréquence des impulsions est légèrement supérieure au double de la fréquence propre du multivibrateur.

D'autres multivibrateurs à transistors discrets

Il existe bien des montages capables de donner des oscillations de relaxation rectangulaires. Nous examinerons rapidement les plus importants.

Dans le circuit de la **figure 11**, l'un des couplages, du collecteur de T_2 à la base de T_1, s'effectue directement. Le deuxième couplage s'opère entre les émetteurs, par l'intermédiaire du condensateur C_1. Le condensateur C_2, dans la base de T_2, n'intervient que pour maintenir constant le potentiel de cette dernière : vis-à-vis de l'alternatif, T_2 travaille donc en base commune.

Supposons d'abord T_1 conducteur, et T_2 bloqué. Le courant d'émetteur de T_1 se partage en deux voies : l'une traverse R_4, l'autre charge le condensateur C_1 et traverse R_5. Ce dernier courant crée, dans R_5, une chute de tension qui maintient le potentiel d'émetteur de T_2 au-dessus de son potentiel de base, et assure donc le blocage de ce dernier transistor.

Comme le courant de charge de C_2 décroît exponentiellement avec le temps, il en est de même du potentiel sur l'émetteur de T_2 qui, au bout d'un temps dépendant de la constante de temps C_1R_5, descendra au-dessous du potentiel de base. T_2 devient alors conducteur et, son potentiel de collecteur diminuant, le courant baisse dans T_1. Ceci entraîne une diminution de la chute de tension dans R_4. Transmise par C_1 de l'émetteur de T_1 à celui de T_2, cette diminution accélère le basculement par effet cumulatif.

Pendant la conduction de T_2 et le blocage de T_1, le courant circule alors de la droite vers la gauche, à travers le condensateur C_1. Son intensité allant diminuant, le potentiel d'émetteur de T_1 décroît. Ce dernier transistor recommencera à conduire lorsque ce potentiel arrivera au-dessous du potentiel pris par le collecteur de T_2 à la saturation, soit :

$$V = \frac{R_5}{R_2 + R_5} E$$

Un nouveau basculement intervient alors. Finalement, on recueille, sur le collecteur de T_2, des créneaux dont les paliers supérieur et inférieur se situent respectivement aux niveaux E et V. Avec ce type de multivibrateur, et en choisissant des transistors pour commutation rapide, il est relativement facile de dépasser le mégahertz. Le rapport cyclique est égal à celui des résistances R_1 et R_2, en première approximation.

Il est possible de concevoir un autre type de multivibrateur faisant intervenir, comme le précédent, un couplage continu et un couplage alternatif : le couplage continu s'effectuera maintenant entre émetteurs, et le couplage alternatif, de collecteur à base. Le schéma est celui de la **figure 12**. C'est par le choix de la polarisation de la

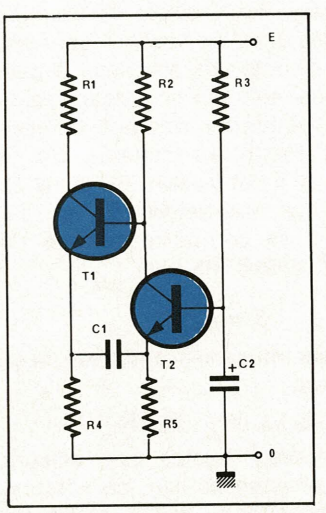


Fig. 11

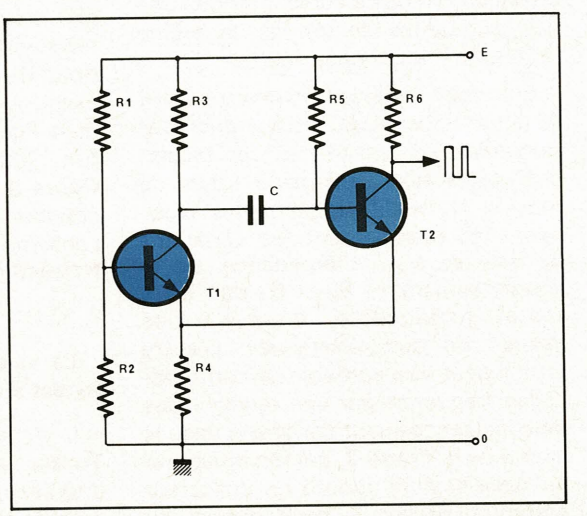


Fig. 12

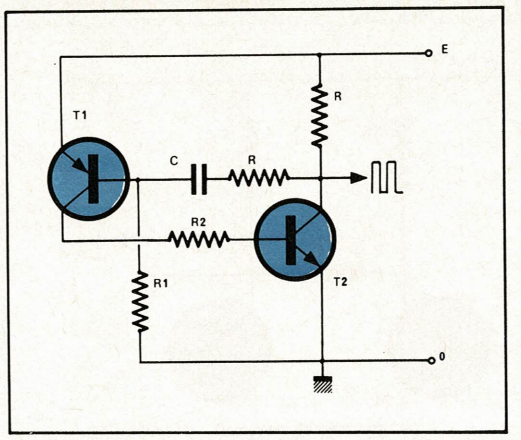


Fig. 13

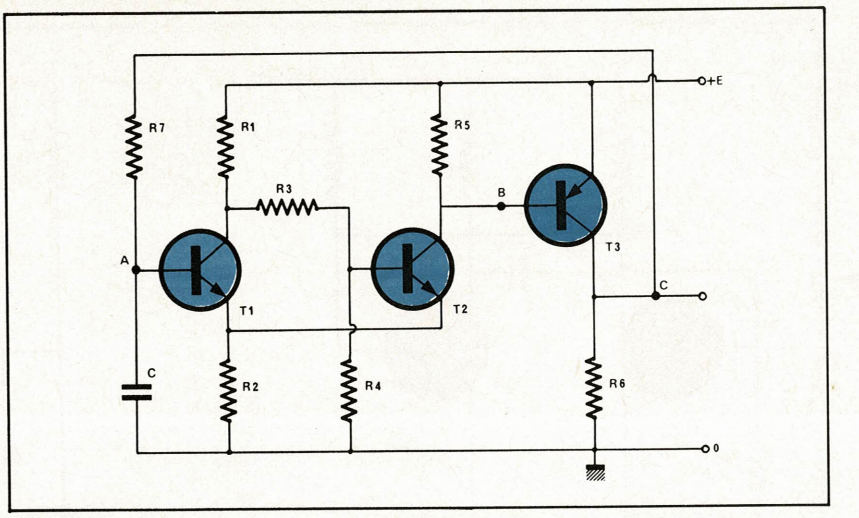


Fig. 14

base de T_1, donc par celui des résistances R_1 et R_2, qu'on impose le blocage de T_1 lorsque T_2 est saturé. En effet, dans ce cas, la tension commune aux deux émetteurs devient :

$$V_E = \frac{R_4}{R_4 + R_6} E$$

et T_1 est bloqué si son potentiel de base V_{B1} est inférieur à V_E. La charge de C s'effectue à travers R_3 et R_4, tandis que sa décharge se fait à travers R_5, résistance très supérieure aux deux autres. Les créneaux de sortie, pris sur le collecteur de T_2, sont donc très dissymétriques.

On peut, à l'aide de transistors complémentaires, concevoir un multivibrateur dans lequel les deux transistors travaillent simultanément au blocage ou à la saturation. La **figure 13** en donne un exemple, avec un PNP pour T_1, et un NPN pour T_2. Le montage est un amplificateur à liaison directe, dont la sortie est couplée à l'entrée (c'est-à-dire le collecteur de T_2 à la base de T_1), par l'ensemble RC.

Notons enfin la possibilité, illustrée par la **figure 14,** de partir d'une bascule de Schmidt, pour réaliser un multivibrateur. Sur notre exemple, la bascule de Schmidt met en jeu les transistors NPN T_1 et T_2. On sait que dans un tel montage, où la réaction positive est due à la résistance commune d'émetteurs R_2, la correspondance entre des signaux quelconques appliqués sur l'entrée A, et les créneaux de la sortie B, est celle de la **figure 15** : la tension de sortie passe au niveau haut chaque fois que la tension d'entrée franchit, en montant, le seuil e_2 ; elle ne redescend au niveau bas que si la tension d'entrée franchit, en descendant, le seuil e_1. La différence $e_2 - e_1$ de ces deux seuils caractérise l'hystérésis du circuit.

Ajoutons alors, comme nous l'avons fait à l'aide du transistor PNP T_3 de la figure 14, un étage déphaseur : sur le collecteur de T_3, on recueille les créneaux illustrés par la troisième ligne de la figure 15. Examinons ce qui se passe lorsqu'on referme maintenant la sortie C sur l'entrée A, par le circuit R_7, C.

A l'instant t_1, l'entrée A a franchi le seuil supérieur e_2. Il y a donc basculement, et la sortie C retourne au potentiel 0 : dans ces conditions, le condensateur C se décharge exponentiellement à travers R_7. Mais dès que cette décharge amène l'entrée au niveau e_1, un nouveau basculement porte la sortie au niveau haut, et le condensateur C se charge à travers R_7. Un nouveau cycle commencera à l'instant t_3, qui marque le début de la décharge suivante. Finalement, les tensions observées en A et C sont celles de la **figure 16.** La période T des oscillations est proportionnelle à l'écart $e_2 - e_1$ des seuils de la bascule, et à la constante de temps R_7 C.

Multivibrateurs à circuits intégrés

En partant de circuits intégrés de logique, on peut aisément reproduire le dernier montage que nous venons de décrire. Deux portes NAND **(fig. 17),** permettent de construire un trigger de Schmidt : les signaux sont appliqués sur l'entrée A de la porte N_1, et les créneaux apparaissent sur la sortie de N_2. La résistance R_2 assure la réaction positive. Les deux entrées non utilisées étant laissées en permanence au niveau 1, par exemple en les reliant, à travers des résistances, au plus de l'alimentation, il est facile de vérifier le fonctionnement du montage à partir

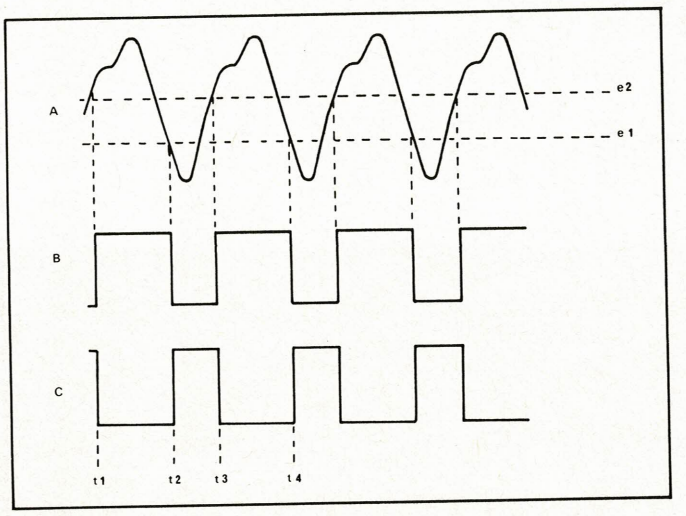


Fig. 15

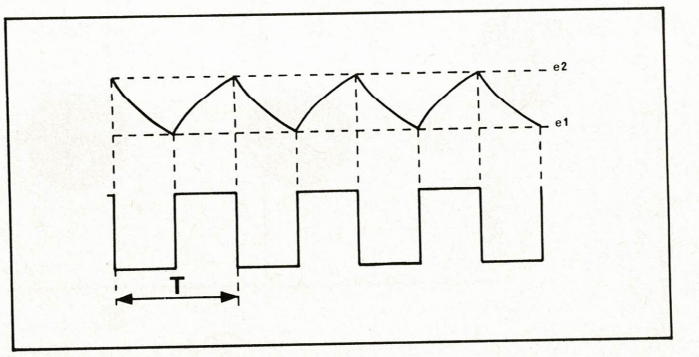
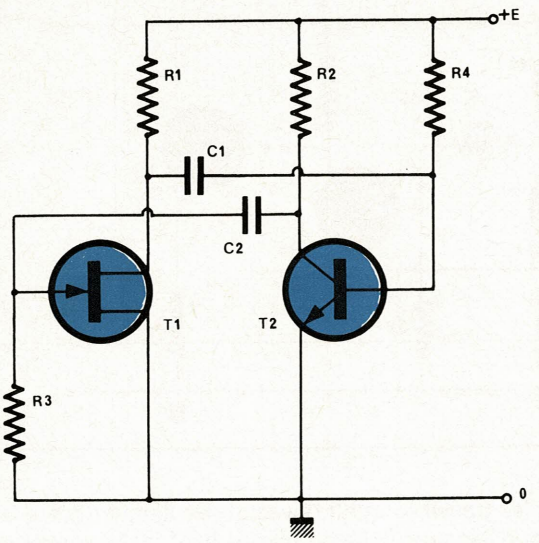
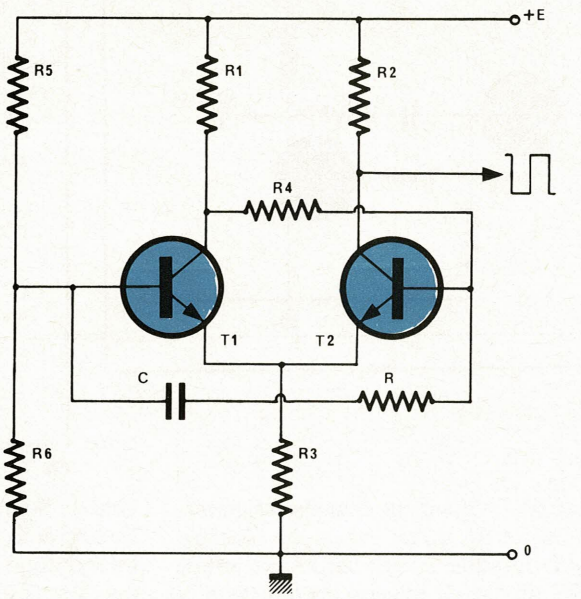


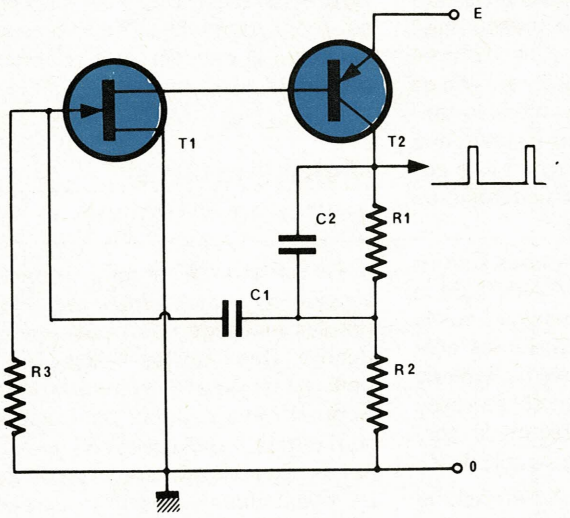
Fig. 16


+E
R1
R2
R4
C1
C2
T1
T2
R3
0

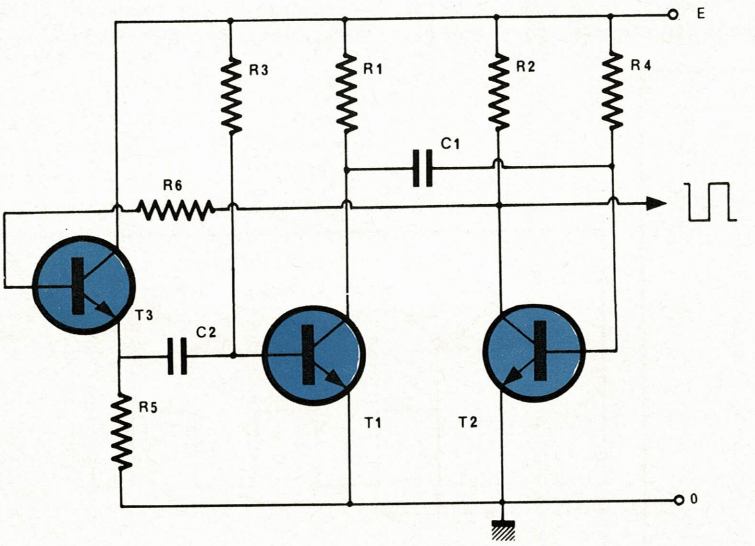
A


+E
R5
R1
R2
R4
T1
T2
C
R
R6
R3
0

D


E
T1
T2
C2
R1
C1
R3
R2
0

B


E
R3
R1
R2
R4
C1
R6
T3
C2
R5
T1
T2
0

C

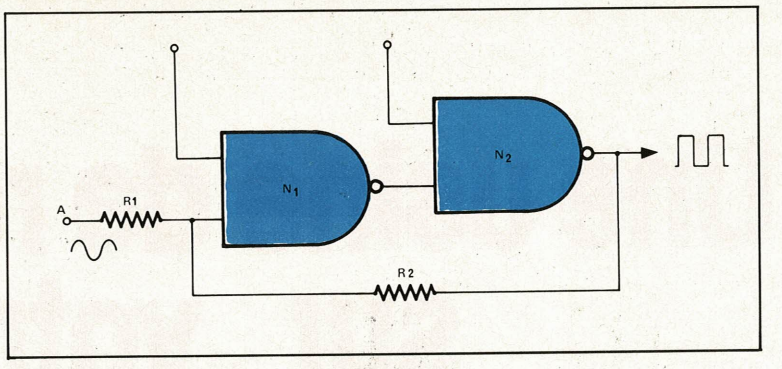


Fig. 17

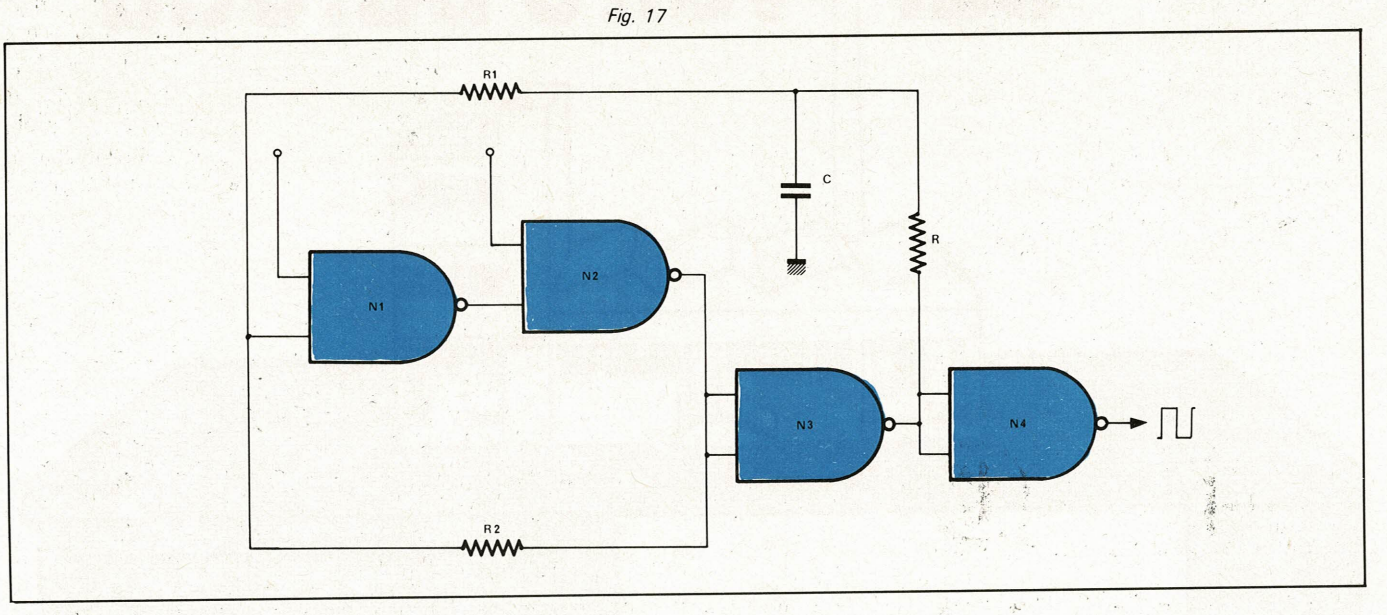


Fig. 18

de la table de vérité des portes NAND. La figure explicitant la correspondance des signaux n'est autre que la **figure 15** relative au précédent montage à transistors.

Pour passer de la figure 17 au multivibrateur, une inversion de phase est nécessaire : on l'obtient par une troisième porte NAND N_3, travaillant en inverseur. Le circuit de réaction RC se présente comme celui de la **figure 14**, et on aboutit au schéma définitif de la **figure 18**. La dernière porte N_4, non indispensable, n'a pour but que de mettre en forme les créneaux de sortie.

La **figure 19**, enfin, illustre la possibilité d'emploi d'un amplificateur opérationnel, pour construire un multivibrateur astable. S'il n'était accompagné que des résistances R_1 et R_2, l'amplificateur opérationnel A fonctionnerait en trigger de Schmidt. Supposons l'amplificateur capable de donner, en sortie, des tensions comprises entre les limites – E et + E. Lorsque cette tension est + E, le condensateur C se charge à travers R_3, ce qui fait croître la tension sur l'entrée inverseuse. Quand cette tension atteint le seuil de basculement e_2 du trigger, la sortie passe à – E, et le condensateur se décharge jusqu'à l'autre seuil de basculement e_1.

On remarquera que les multivibrateurs à amplificateurs opérationnels ne

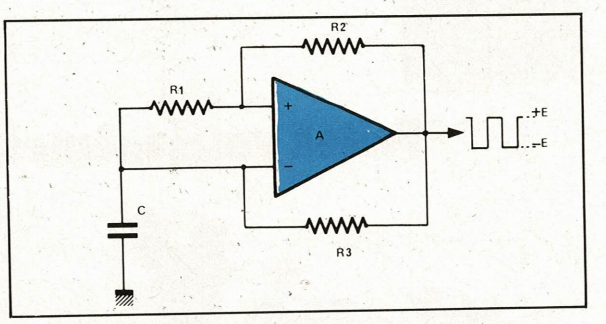


Fig. 19

sont utilisables qu'à des fréquences relativement faibles. En effet, les temps de montée et de descente des créneaux ne peuvent être inférieurs à ceux qu'impose le « slew rate » de ces dispositifs.

D'autres schémas

On peut également associer un transistor à effet de champ et un transistor à jonctions pour réaliser un multivibrateur. Avec un NPN, on aboutit au schéma de la **figure A**.

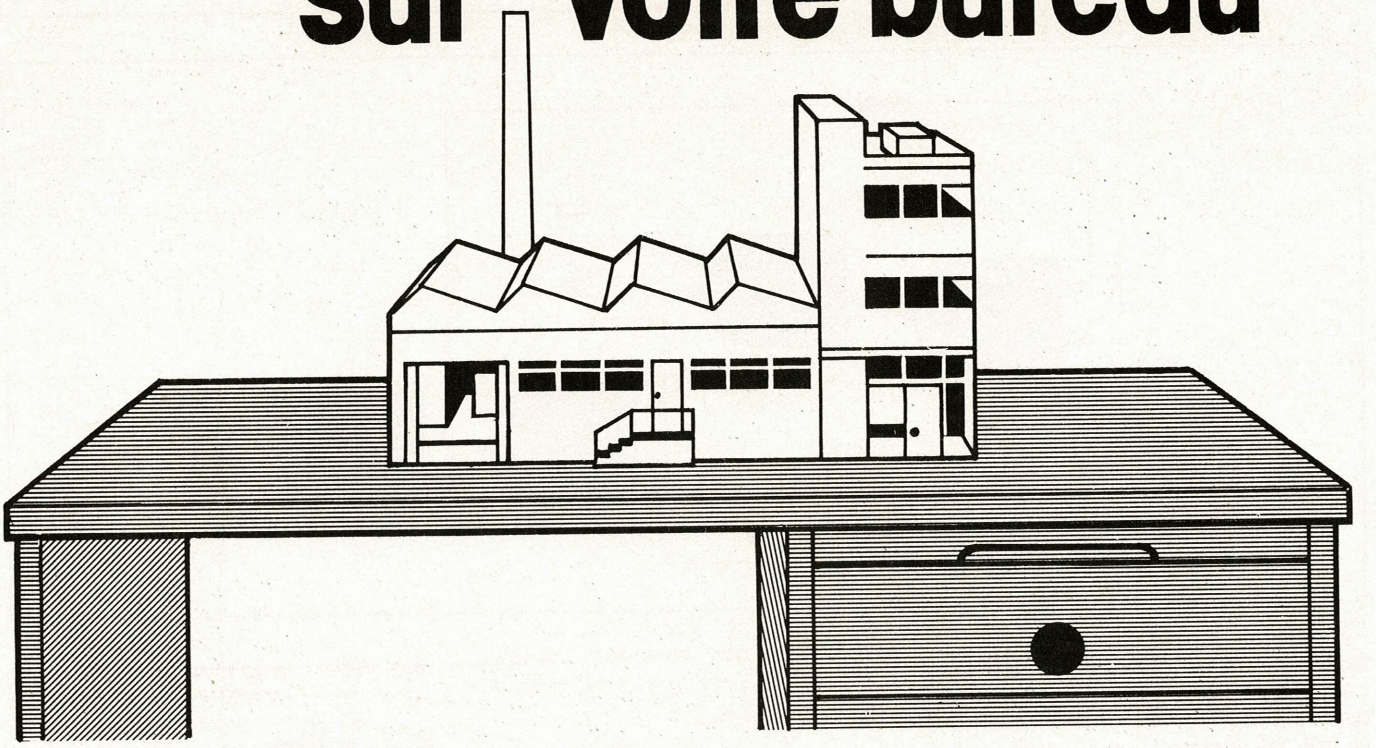
Le circuit de la **figure B**, où le transistor à jonctions est un PNP, permet de réaliser un circuit très dissymétrique, le rapport cyclique atteignant aisément 10 000.

Des temps de montée très brefs sont accessibles grâce au circuit de la **figure C**. Ici, un troisième transistor (T_3), travaillant en collecteur commun et commandé par les tensions de collecteur de T_2, sert à charger sous faible impédance le condensateur C_2.

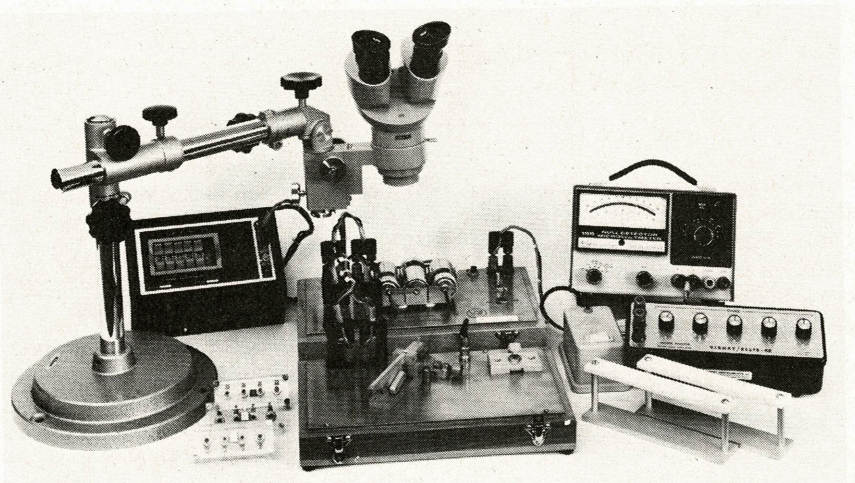
Le multivibrateur de **Charbonnier**, visible à la **figure D**, dérive, lui aussi, du trigger de Schmidt, mais ne fait appel qu'à deux transistors. Il présente toujours l'avantage de n'employer qu'un seul condensateur, ce qui facilite les commutations lorsqu'on désire plusieurs fréquences. La période est fixée par la constante de temps **RC**.

René Rateau
Maître-assistant à la Faculté des Sciences Paris-VI

Une usine de résistances sur votre bureau



Faites vous-mêmes vos résistances "VISHAY"



- Technique du métal massif.
- Immédiatement disponibles pour l'étude ou la mise au point des prototypes.
- Toutes valeurs entre 2 Ω et 100 kΩ
- Tolérance : jusqu'à 0,005 %
- Coefficient de température :
  ± 1 ppm/°C de 0 à 60 °C
  ± 5 ppm/°C de − 55 à + 125 °C
- Dispersion sur le coefficient de température : mieux que 3 ppm/°C de − 55 à + 125 °C (pour les valeurs supérieures à 100 Ω)
- Puissance : 0,3 W
- Inductance : 0,08 µH
- Capacitance : 0,5 pF max
- Temps de montée : 1 ns
- Stabilité en stockage : 25.10^{-6}/1 an
  50.10^{-6} max/3 ans
- Bruit : non mesurable

Pour plus de détails, s'adresser à : DIVISION PRODUITS RÉSISTIFS DE

VISHAY-MICROMESURES

98, Boulevard Gabriel-Péri – 92240 MALAKOFF **Tél. : 655.98.00**

Mesures

La base de temps retardée d'un oscilloscope principe et applications

Introduction

Dans tous les secteurs d'activités de l'électronique, l'électromécanique et dans l'enseignement, l'utilisation d'un oscilloscope simple est plus fréquente que n'importe quel autre appareil de mesure et l'on peut dire que la manipulation de cet instrument de mesure (grâce à l'effort des constructeurs) est devenue relativement aisée ,même pour des techniciens peu habitués à utiliser cet appareil. Cependant, du fait de l'exigence des techniques actuelles qui nécessitent l'emploi d'appareils de mesure de plus en plus perfectionnés et sophistiqués, il a fallu étudier et commercialiser des oscilloscopes plus complets et aux possibilités plus étendues que ceux simples cités précédemment. Aussi, un bon nombre de techniciens sont-ils amenés à utiliser ces appareils perfectionnés et à exploiter leurs possibilités au maximum.

Parmi ces possibilités, il en est une qui est fréquemment utilisée, nous voulons dire : la « base de temps retardée » qui vient en complément de la base de temps principale de l'oscilloscope afin de permettre d'étendre les possibilités de mesure dans l'axe des temps de l'appareil.

Le but de cet article est d'en décrire le principe et d'en étudier à l'aide d'exemples ses applications et son utilisation.

Il va de soi, qu'en fonction des divers constructeurs les commandes de cette base de temps retardée plus communément appelée « balayage retardé » sont différentes. Aussi, afin d'obtenir une unité dans les exemples d'utilisation, nous étudierons cette deuxième base de temps à l'aide de l'oscilloscope Philips référencé PM 3260 qui offre l'avantage de disposer de deux commandes indépendantes pour chaque base de temps.

Après un rapide rappel du principe de la base de temps principale, nous examinerons celui du balayage retardé, ses modes de déclenchement et quelques applications seront développées.

Principe de fonctionnement d'une base de temps

La base de temps d'un oscilloscope rappelons-le a pour but de déplacer dans l'axe horizontal le spot à une vitesse qui peut être choisie par l'utilisateur (vitesse de balayage) et qui est étalonnée dans le temps. Selon le type d'appareil, cette vitesse de balayage peut varier de quelques secondes à quelques nanosecondes. Le synoptique des circuits d'une base de temps principale et d'une base de temps retardée est schématisé **figure 1**. Dans celle-ci, les circuits de déclenchement plus souvent appelés circuits de synchronisation ont pour but de stabiliser la forme du signal à examiner sur l'écran en ordonnant le départ de la

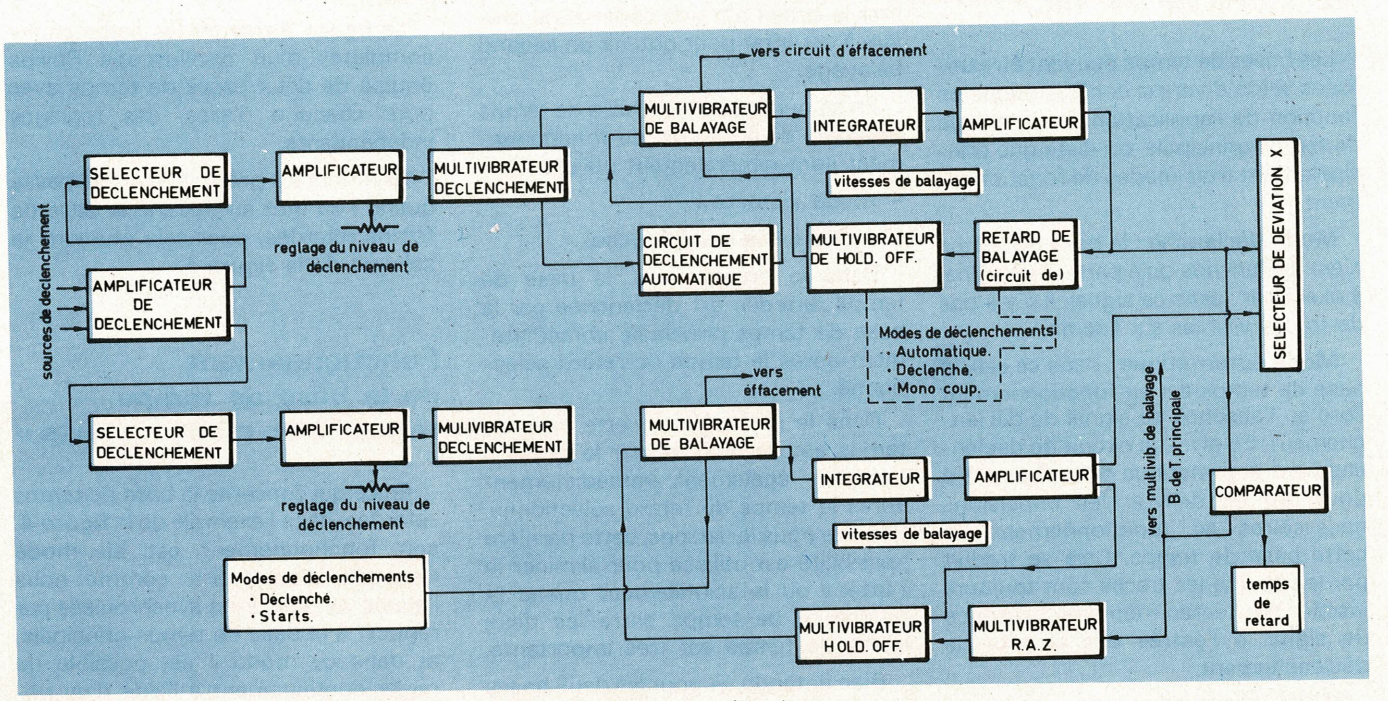


Fig. 1. – Synoptique des circuits des bases de temps principale et retardée et du déclenchement.

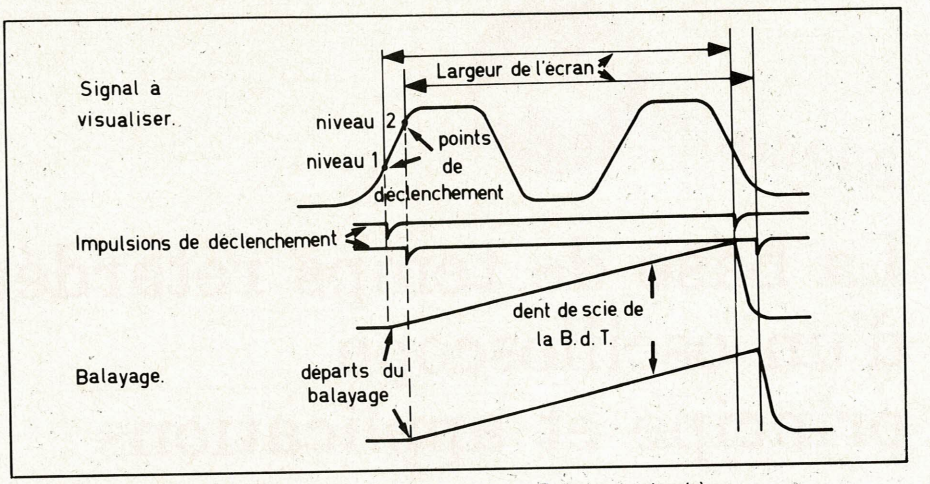


Fig. 2. – Illustration du départ du balayage en deux points différents du signal à mesurer.

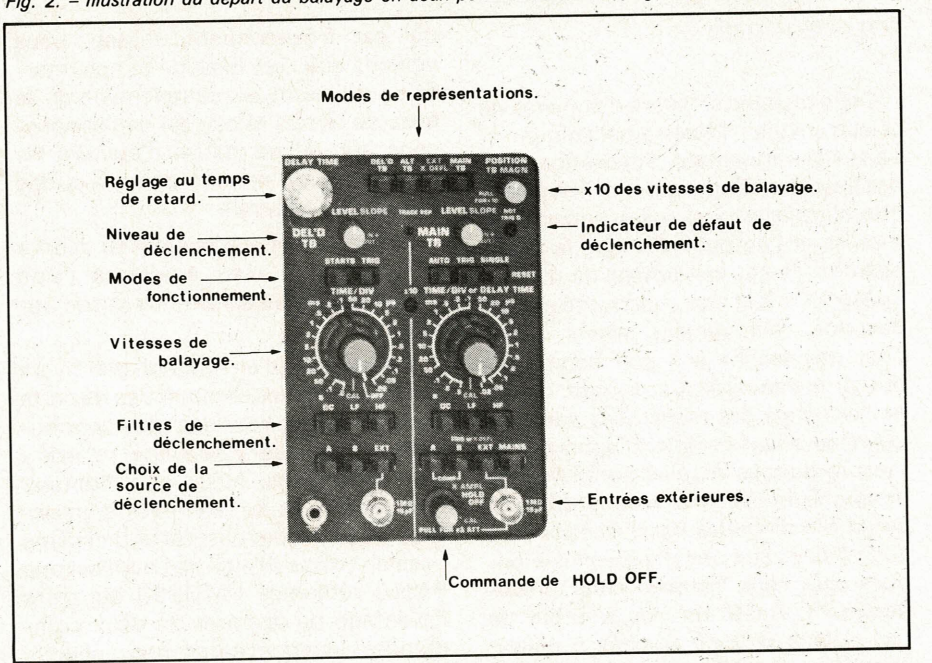


Fig. 3. – Commandes complètes de l'axe du temps d'un oscilloscope équipé de deux bases de temps (photo Philips).

dent de scie de balayage (de l'une ou des deux bases de temps) en coïncidence avec un point du signal à examiner qui est réglable par la commande du niveau de déclenchement comme illustré **figure 2**.

La base de temps elle-même comprend un intégrateur dont le rôle est de générer une impulsion en dent de scie dont la durée est proportionnelle à la vitesse de balayage. Cette durée est réglable par la commande temps/division.

Cette impulsion est dirigée sur l'amplificateur de sortie horizontal qui est directement couplé aux plaques de déviation X du tube à rayons cathodiques de l'oscilloscope.

On peut voir sur la **figure 1** que les deux bases de temps comprennent à peu près les mêmes circuits si ce n'est le circuit de commande du temps de retour de balayage généralement pas utilisé sur la base de temps retardée et qui est remplacé par une unité de remise à zéro commandée par le comparateur. Le circuit de déclenchement automatique (qui permet de déclencher le générateur de base de temps en l'absence de signal de déclenchement) n'existe pas non plus dans la base de temps retardée ; en effet celui-ci n'est pas nécessaire pour cette unité.

Modes de fonctionnement des bases de temps

Les bases de temps peuvent être utilisées selon diverses configurations en fonction de l'application. Pour la base de temps principale, on distingue principalement trois modes de fonctionnement :

Mode déclenché : la base de temps n'est déclenchée qu'à partir d'un signal à examiner ; sans ce signal, il n'y a pas de traces visibles sur l'écran.

Mode automatique : dans ce cas, la base de temps est en fonctionnement libre en l'absence de signal de déclenchement. En effet, le circuit de déclenchement automatique de la **figure 1** a pour but de délivrer les impulsions nécessaires au fonctionnement de cette base de temps. Cela se traduit par le fait que les traces sont toujours visibles sur l'écran même en l'absence de signal à l'entrée des circuits de déclenchement.

Mode mono-coup : ce mode de fonctionnement ne permet qu'un seul balayage et il est nécessaire de réarmer le circuit par une commande prévue à cet effet pour obtenir un second balayage.

En ce qui concerne la base de temps retardée, deux modes de fonctionnement sont généralement utilisés :

- **mode « starts »**
- **mode « trig » (déclenché).**

Dans le premier cas, la base de temps retardée est déclenchée par la base de temps principale immédiatement après le temps de retard sélectionné.

Dans le second cas, cette base de temps est déclenchée par le signal à examiner également immédiatement après le temps de retard sélectionné. Comme nous le verrons, cette dernière possibilité est utilisée pour éliminer le « fitter » ou le scintillement quand la différence de temps entre les deux bases de temps est très importante.

Bien entendu, et pour les deux bases de temps, il est possible de les déclencher sur le front positif, ou sur le front négatif.

La **figure 3** montre les commandes complètes d'un oscilloscope Philips équipé de deux bases de temps avec pour chacune d'elles, des réglages indépendants.

Examinons à présent ce qui se passe quand l'on met en marche la base de temps retardée, pour cela étudions le schéma de la **figure 4**.

Fonctionnement de la base de temps retardée en mode « starts »

En ce qui concerne la base de temps retardée, dans l'exemple de la **figure 4**, son fonctionnement est en mode « starts », c'est-à-dire, comme nous l'avons vu, qu'elle est synchronisée par rapport à la base de temps principale, et dans ce mode il est possible de régler continuement à l'aide d'un potentiomètre 10 tours le temps de

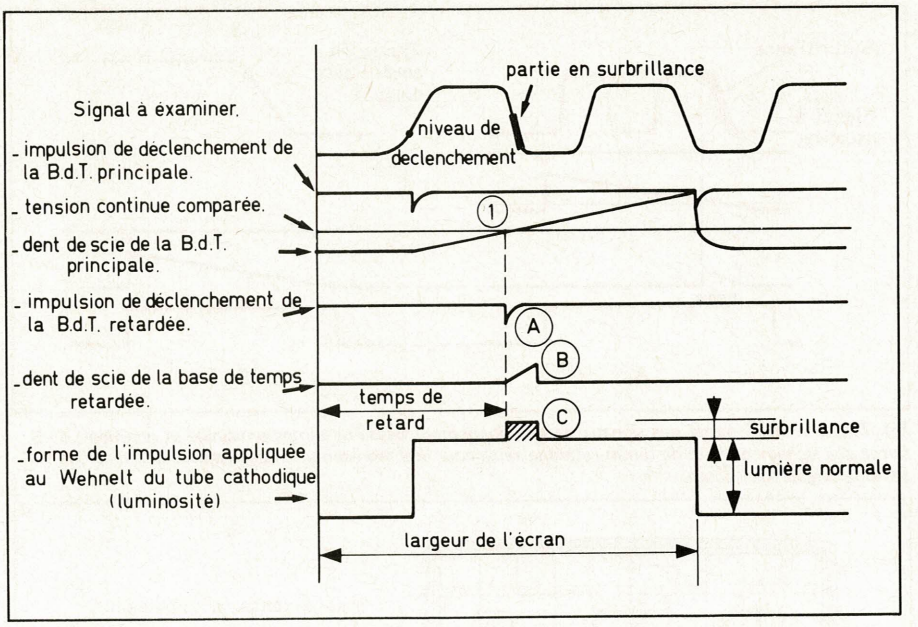


Fig. 4. – Forme des signaux des bases de temps principale et retardée.

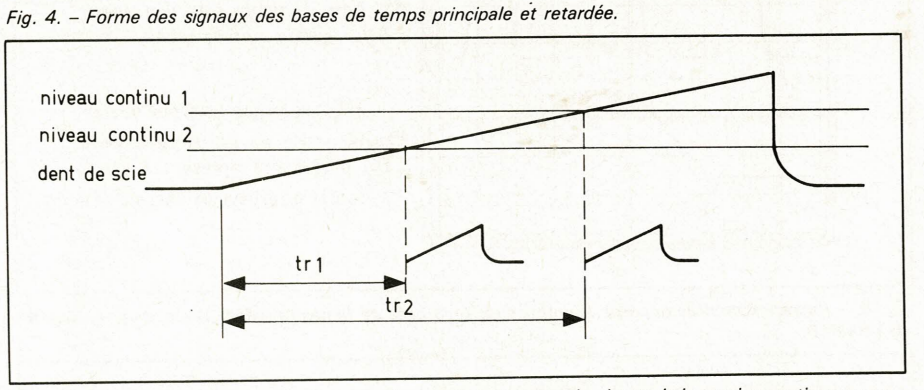


Fig. 5. – Illustration de la variation du temps de retard en fonction du niveau de la tension continue superposée au balayage principal.

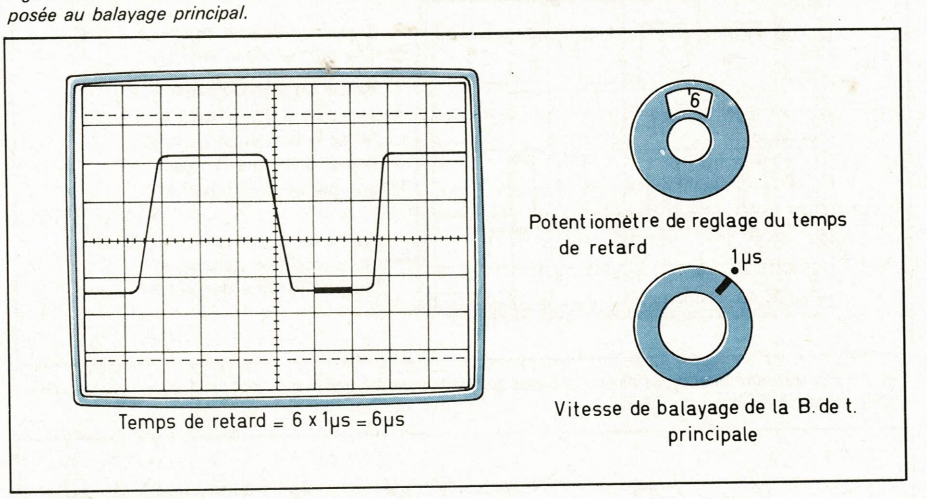


Fig. 6. – Exemple de mesure du temps de retard.

retard. Dès la mise en marche de la B.d.t. retardée et par l'intermédiaire du comparateur de la **figure 1**, le niveau de sortie du générateur de la base de temps principale est comparé à la tension continue ajustable de la **figure 4**. Au moment où le niveau de la dent de scie de la base de temps principale correspond au niveau continu (point 1 de la **fig. 4**) la dent de scie B du générateur de base de temps retardée démarre grâce à l'impulsion de déclenchement A. C'est le balayage retardé. Ainsi, cette variation de tension continue détermine le retard entre la base de temps principale et la base de temps retardée **(fig. 5)**.

Afin de distinguer la partie du signal retardé, une surintensification apparaît sur le phénomène à examiner, celle-ci correspond au temps du balayage retardé ; elle est obtenue grâce à une impulsion C de largeur identique à celle de la dent de scie qui vient se superposer à l'impulsion du générateur de base de temps principal. Cette impulsion **(fig. 4)** est appliquée au Wehnelt du tube à rayons cathodiques afin de rendre visible la trace sur l'écran.

La variation de la tension continue de la **figure 5** est assurée par le potentiomètre étalonné de précision 10 tours qui détermine exactement le temps de retard entre les deux extrémités de l'écran du tube.

Ce temps de retard, c'est-à-dire le laps de temps compris entre le démarrage du balayage principal et celui de balayage retardé, est obtenu avec précision en multipliant la lecture obtenue sur le vernier du potentiomètre 10 tours par la vitesse de balayage de la base de temps principale **(fig. 6)**.

La largeur de la partie en surveillance peut être réglée en augmentant ou en diminuant la vitesse de balayage de la base de temps retardée pour une même vitesse de balayage de la base de temps principale. Ainsi, dans le cas de la **figure 6**, la largeur de la partie surintensifiée est de 1 μs, ce qui correspond à une vitesse de balayage identique de la base de temps retardée.

La base de temps retardée étant en fonctionnement, il est possible maintenant de représenter sur la totalité de l'écran uniquement la partie en surbrillance. Cette importante possibilité permet l'examen en détail d'un signal complexe. Dans ce dernier cas, le mode de représentation est appelé « délayé » ou en abréviation anglaise

Del'D.TB. (base de temps retardée délayée).

Quand la base de temps retardée est seule utilisée, le fonctionnement est schématisé **figure 7-A-B,** comparativement à une représentation sur l'écran des deux bases de temps. La **figure 8** montre une partie d'un signal surintensifié par la base de temps retardée représentée sur toute la surface de l'écran.

Pour la **figure 8,** le temps de retard est de 1,4 μs (vitesse de balayage de la base de temps principale sur 1 μs) et la durée de la surintensification est de 0,5 μs, ce qui est la vitesse de balayage de la base de temps retardée.

Il faut noter que plus la partie surintensifiée est petite, autrement dit plus la vitesse de balayage de la base de temps retardée est grande (pour une même vitesse de balayage de la base de temps principale), plus l'analyse du signal à mesurer sera précise puisque, comme nous l'avons déjà étudié, quelle que soit la largeur de la partie surintensifiée, elle sera représentée en totalité sur tout l'écran. Il va de soi qu'il est possible d'examiner dans les moindres détails la totalité d'un signal en utilisant la base de temps retardée et pour ce faire, un mode de représentation dit « représentation alternée des deux bases de temps » permet de le faire tout en gardant en référence le signal d'origine et la partie du signal en surveillance sur une trace et la partie délayée sur une autre trace si bien qu'en utilisant les deux voies de l'oscilloscope nous pouvons voir quatre traces représentées **figure 9.**

Aussi, grâce à ce mode de représentation, et en utilisant le potentiomètre qui détermine le temps de retard, il est possible de déplacer le créneau de surbrillance sur toute la largeur de l'écran et ainsi examiner la totalité du signal en gardant ce dernier en référence avec la surveillance qui détermine avec précision l'endroit de l'analyse du signal. Dans le cas d'une anomalie constatée, il est possible d'en connaître l'endroit dans le temps ainsi que sa durée. Les signaux dans un tel mode de représentation sont schématisés **figure 10 a)** et **b),** avec en a) le premier balayage, et en b) le second balayage (les deux balayages étant en mode « alterné »).

Il n'échappera pas au lecteur l'importance de ce mode de représentation qui offre la possibilité d'étudier sans ambiguïté un signal complexe.

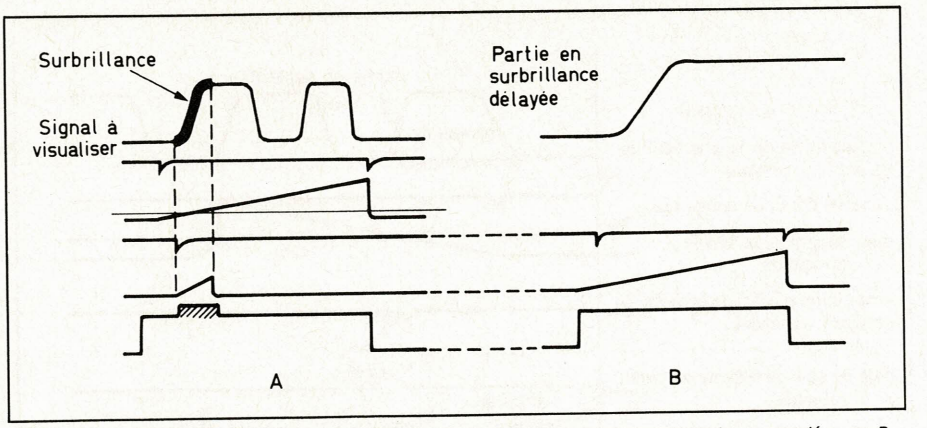


Fig. 7 A-B. – En A, forme des signaux en fonctionnement bases de temps principale et retardée ; en B, forme des signaux en base de temps retardée seule pour une représentation de la partie surintensifiée sur toute la largeur de l'écran.

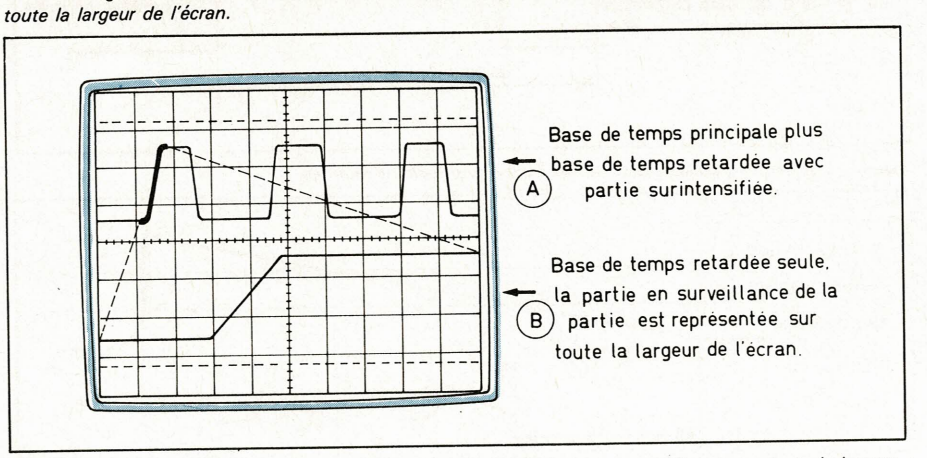


Fig. 8. – Représentation de la partie surintensifiée de la base de temps retardée A sur toute la largeur de l'écran B.

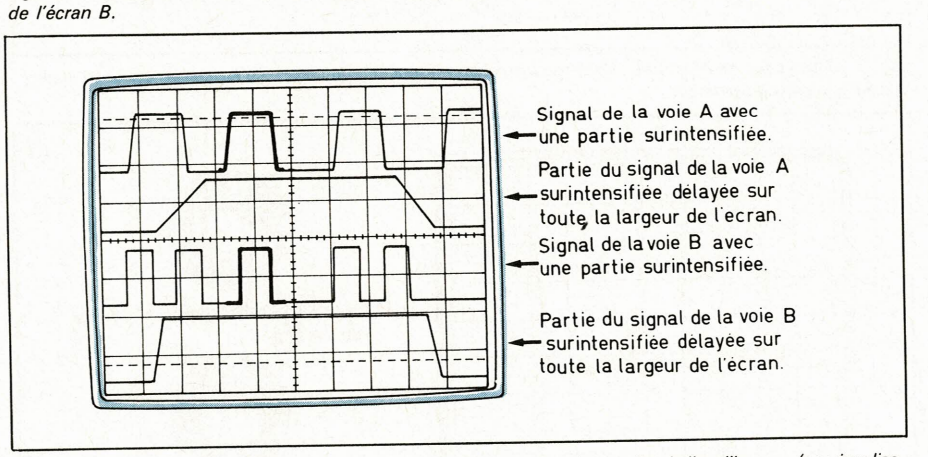


Fig. 9. – Représentation alternée des deux bases de temps avec les deux voies de l'oscilloscope (on visualise quatre traces sur l'écran du T.R.C.).

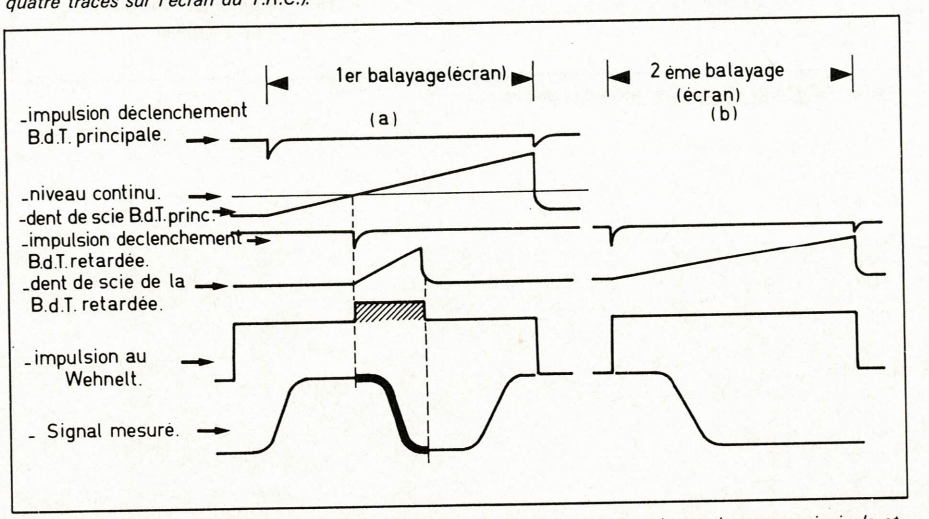


Fig. 10. - Forme des signaux en mode de représentation alternée des deux bases de temps principale et retardée.

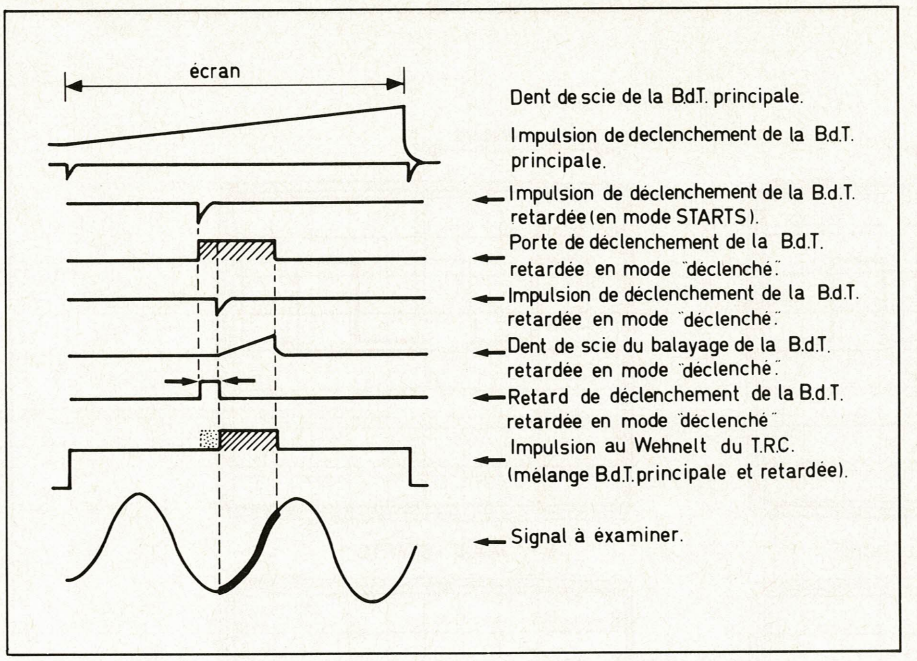


Fig. 11. – Fonctionnement de la base de temps retardée en mode déclenché.

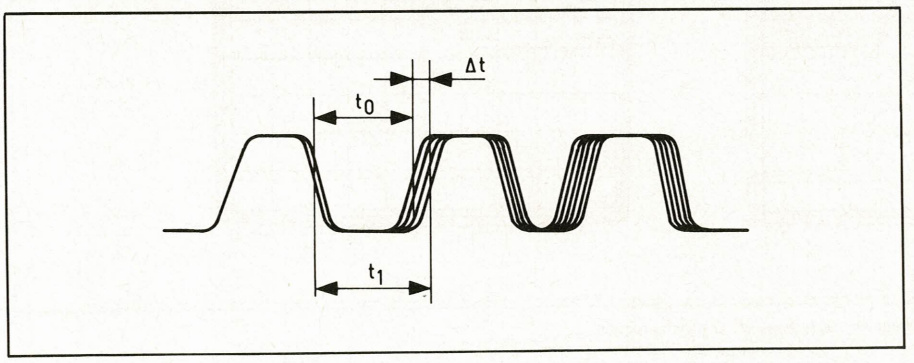


Fig. 12. – Signal instable dû à une fréquence inconstante.

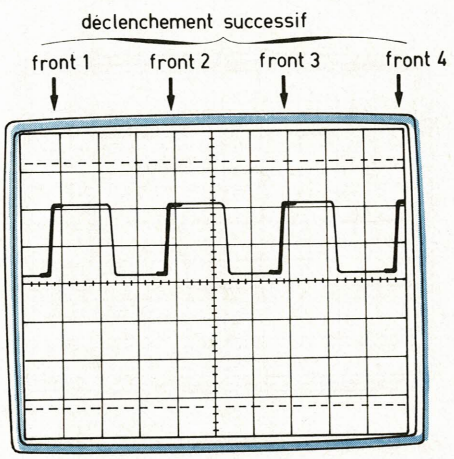


Fig. 13. - En mode « déclenché » la partie en surbrillance saute d'un front à l'autre en actionnant le réglage du temps de retard.

Fonctionnement de la base de temps retardée en mode déclenché

Ce mode de fonctionnement diffère du précédent par le fait que la base de temps retardée ne démarre pas à partir du signal issu de la base de temps principale mais à partir du signal de mesure. Cette possibilité est généralement utilisée lorsque la représentation du signal délayé sur l'écran présente une instabilité, laquelle peut faire partie du signal à visualiser ou pour des rapports de temps importants apparaître dans les circuits des bases de temps.

Ce mode de fonctionnement en déclenché fonctionne de la façon suivante : examinons les signaux de la **figure 11,** on peut voir que par rapport au mode de fonctionnement en mode starts de la base de temps retardée, nous avons une porte de déclenchement qui bloque le balayage retardé après le temps de retard sélectionné. En effet, le démarrage de la base de temps retardée n'est effectif non pas immédiatement après le temps de retard, mais après l'impulsion de déclenchement. Ainsi, grâce à un réglage judicieux du retard, il est possible de faire en sorte que le balayage retardé démarre sur le front que l'on désire observer. Prenons l'exemple suivant **(fig. 12)** où le signal à visualiser est instable du fait d'une fréquence elle-même instable. Ainsi, le temps entre le point de déclenchement de la base de temps principale (qui détermine également le départ de la base de temps retardée) et l'événement à analyser en détail varie du fait que le temps entre deux impulsions varie également d'une alternance à l'autre, de même, chaque impulsion n'a pas une largeur constante **(fig. 12).** Ainsi, le front de montée de la première impulsion paraît stable puisque c'est celui-ci qui déclenche le départ de la dent de scie de la base de temps principale. Si nous voulons examiner le front positif de la seconde impulsion de la **figure 12** en utilisant la base de temps retardée en mode « starts », l'analyse en délayé de ce signal sera impossible cela parce que l'instabilité sera elle-même délayée (le temps de retard étant constant).

Nous avons vu que le premier front de montée utilisé pour le déclenchement de la base de temps principale est toujours stable ; ainsi, nous pouvons penser qu'il est possible d'agrandir cette partie du signal stable si la base de temps retardée est déclenchée par ce front de montée. Ceci est obtenu comme nous l'avons vu en bloquant le générateur de base de temps retardé après le retard sélectionné, donc, au lieu de démarrer aussitôt après le retard (comme en mode starts), le générateur de base de temps retardée attend l'impulsion de déclenchement. Du fait que la base de temps retardée démarre toujours au même point de la courbe, la partie surintensifiée délayée est donc parfaitement stable quelle que soit la vitesse de balayage de la base de temps retardée.

Dans ce mode de fonctionnement, il n'est pas possible de régler continuement le temps de retard, la partie en surbrillance qui ne peut être fixée que sur un front de montée ou de descente ne peut être déplacée que de front en front **(fig. 13).**

L'on peut voir sur les **figures 14 a)** et **b)** la différence des deux modes de synchronisation de la base de temps retardée avec un même signal à examiner.

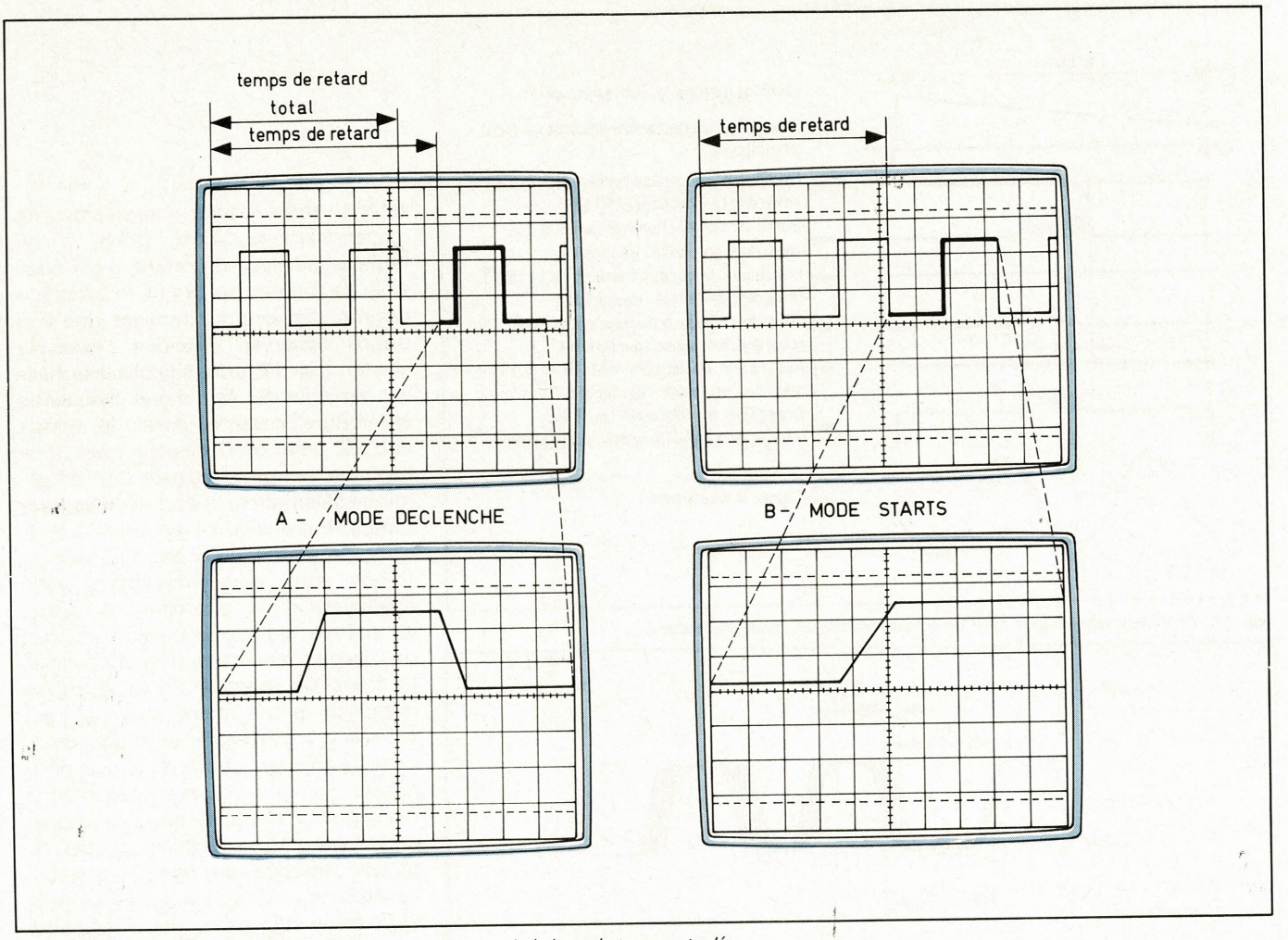


Fig. 14 a-b. – Illustration des deux modes de synchronisation de la base de temps retardée.

Exemples pratiques d'utilisation de la base de temps retardée

a) Mesures de temps précises avec la base de temps retardée

Afin de réduire l'influence de l'erreur de lecture, il est possible d'effectuer des mesures de temps avec la base de temps retardée avec une très bonne précision puisque la linéarité du potentiomètre de réglage du temps de retard est meilleure que 0,1 %.

Prenons l'exemple du signal de la **figure 15** où nous voulons connaître l'intervalle de temps t_1. Pour ce faire, la base de temps retardée est en mode de fonctionnement « starts » et afin d'obtenir un point de surbrillance très petit, la vitesse de balayage de la base de temps retardée sera d'environ 1/100 de la vitesse de balayage de la base de temps principale (point A de la **fig. 15**). Le point A de cette figure représente le premier point de mesure et il est positionné à l'aide du potentiomètre de réglage du temps de retard avec la partie en surbrillance délayée sur la totalité de l'écran (le point de mesure doit être repéré, ainsi, pour le cas de la **figure 15**, le repère est la 8e subdivision en partant de la gauche de l'écran). Toujours à l'aide du potentiomètre de réglage du temps de retard le point B est amené en A. Les différences d'indication sur le cadran du potentiomètre 10 tours multipliées par la vitesse de balayage de la base de temps principale donnent avec précision l'intervalle de temps t_1. Dans le cas de la **figure 15**, cet intervalle de temps est de 6,80 μs, puisqu'au premier point de mesure l'indication du compte-tours était de 1,60 et qu'au moment de la coïncidence du point B

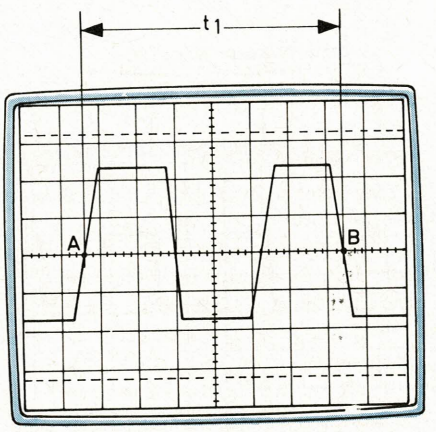


Fig. 15. – Mesure de l'intervalle de temps t_1 entre deux impulsions.

au point A, ce même compte-tours indiquait 8,40. La différence entre ces deux points est de :

$$8{,}40 - 1{,}60 = 6{,}80.$$

La base de temps principale étant réglée sur 1 μs par division, nous pouvons conclure que l'intervalle de temps est de :

$$6{,}80 \times 1\ \mu s = 6{,}80\ \mu s.$$

Un autre exemple de mesure d'intervalle de temps est représenté **figure 16,** où nous sommes en présence d'un signal où il est nécessaire de connaître avec précision le temps entre les deux impulsions I_2 et I_3.

Si nous effectuons cette mesure à l'aide seulement de la base de temps principale, nous pouvons faire les erreurs suivantes :

1) L'erreur de la base de temps principale : 3 %.

2) L'erreur de lecture de 0,05 division dans le meilleur des cas, ce qui représente en % :

$$2 \times \frac{0{,}05}{0{,}8} \times 100\ \% = 12{,}5\ \%$$

Si nous cumulons les deux erreurs, nous obtenons un total de : 3 % + 12,5 % = 15,5 %.

Si, maintenant, nous effectuons cette mesure avec la base de temps retardée, nous procédons de la façon suivante : en utilisant cette dernière base de temps, nous faisons apparaître en surbrillance les deux impulsions I_2 et I_3 et nous délayons sur la totalité de l'écran cette partie surintensifiée tel que représenté **figure 17.** Si la vitesse de balayage de la base de temps retardée est de 1 μs/div. et que comme nous le voyons sur la **figure 17** la distance t entre les deux impulsions est de 8 divisions, la différence de temps entre I_2 et I_3 est de 8 μs, et dans ce cas, l'erreur de mesure maximale est :

– l'erreur de mesure de la base de temps retardée : 3 %.

– L'erreur de lecture qui est toujours de 0,05 division environ, mais cette fois non plus divisée par 0,8 cm, mais par 8 cm puisque la même distance a été multipliée dix fois. Ainsi cette erreur est de :

$$2 \times \frac{0{,}05}{8} \times 100\ \% = 1{,}25\ \%$$

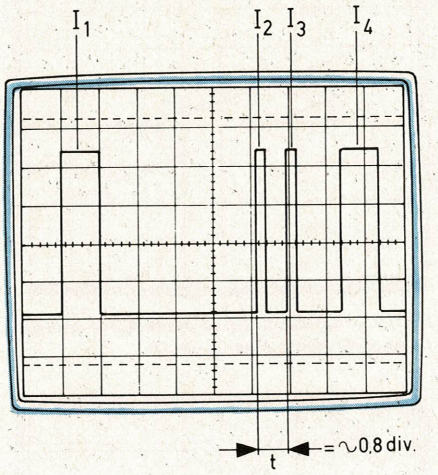


Fig. 16. – Mesure de l'intervalle de temps t à l'aide de la base de temps retardée.

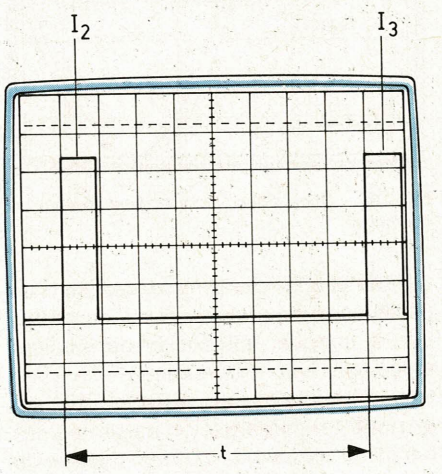


Fig. 17. – Impulsions I_2 et I_3 de la figure 16 délayée sur la largeur de l'écran en utilisant la base de temps retardée.

L'erreur totale en utilisant la base de temps retardée est de

1,25 % + 3 % = 4,25 %.

On voit donc qu'il est préférable afin de minimiser les erreurs de mesures d'intervalle de temps d'utiliser la base de temps retardée en délayant sur la totalité de l'écran l'espace de temps à mesurer.

b) Mesures de phases avec la base de temps retardée

Des mesures de très petites différences de phase entre deux signaux peuvent être mesurées à l'aide du balayage retardé. Prenons l'exemple de la **figure 18** qui illustre deux signaux très faiblement déphasés. Pour examiner avec plus de précision ce faible déphasage, on utilisera la base de temps retardée pour créer une partie en surbrillance au point A **(fig. 18)** (l'oscilloscope utilise dans ce cas ces deux voies verticales) et cette partie en surbrillance sera délayée sur toute la largeur de l'écran. Ainsi, si la vitesse de balayage de la base de temps retardée est de 2 μs. Nous obtenons un décalage de temps entre les deux signaux de 4,4 μs **(fig. 19)** qu'il serait difficile de lire sur la **figure 19** où la vitesse de balayage de la base de temps retardée est de 100 μs.

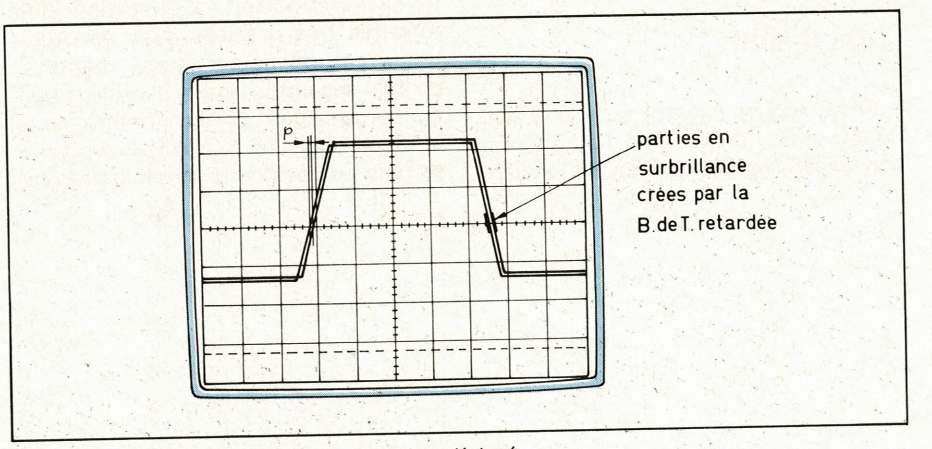


Fig. 18. – Deux signaux identiques faiblement déphasés.

c) Mesures de différence de phase précise avec la base de temps retardée

Si nous prenons l'exemple de la **figure 20** où deux signaux sinusoïdaux sont déphasés. Pour connaître cette différence de phase, à l'aide de la base de temps principale, il est nécessaire de faire couvrir la totalité de l'écran à la sinusoïde de façon à ce que chaque division soit égale à

$$\frac{360}{10} = 36^\circ$$

Pour ce faire, il faut amener les deux extrémités du signal A et B en coïncidence sur la ligne horizontale du graticule. En utilisant la base de temps retardée et en délayant la partie en surbrillance sur la totalité de l'écran, nous obtenons l'oscillogramme de la **figure 21** où l'intervalle entre les signaux 1 et 2 de la **figure 20** est de 6 divisions. Si la vitesse de balayage de la base de temps retardée est 100 fois supérieure à celle de la base de temps principale, chaque division de la **figure 21** représente 0,36° et il y a 6 divisions. Ainsi, l'on peut calculer le déphasage :

$6 \times 0{,}36^\circ = 2{,}16^\circ$.

Conclusion

Les quelques exemples simples que nous venons d'examiner ne reflètent pas toutes les possibilités de l'utilisation de la base de temps retardée d'un oscilloscope qui sera mise à contribution à chaque application particulière telle que l'analyse séquentielle d'un train d'impulsions logiques en utilisant le mode « représentation » alternée des bases de temps ou l'examen détaillé du temps de montée d'un signal rapide, etc. Nous avons pu voir dans cet article que son utilisation était simple et qu'elle permettait d'effectuer des mesures très précises dans de nombreux cas de figure. Aussi, même si parfois ses commandes semblent peu encourageantes par leur nombre, ou si la façon d'en tirer le meilleur profit ne semble pas évidente, et nécessite une plus grande attention, elle sera largement récompensée par le nombre de possibilités qu'elle offre et par la satisfaction de pouvoir utiliser son oscilloscope « à deux bases de temps » pour le meilleur qu'il puisse donner.

J.-C. Baud

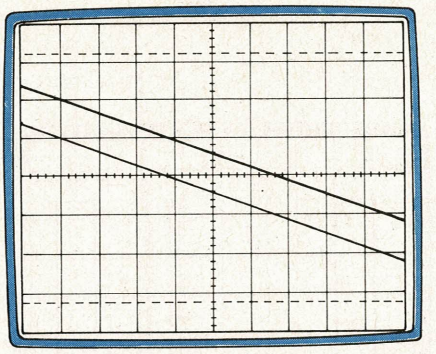


Fig. 19. – Représentation en mode délayé de la partie en surbrillance de la figure 18.

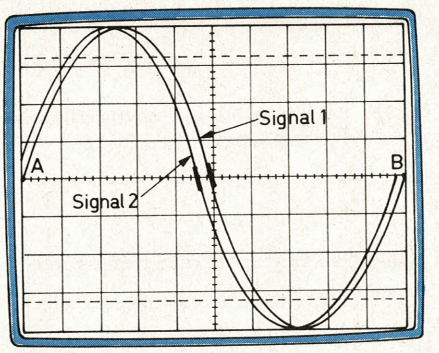


Fig. 20. – Deux signaux sinusoïdaux légèrement déphasés.

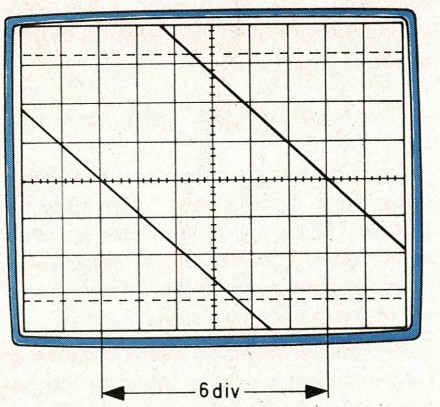


Fig. 21. – Partie en surbrillance de la figure 20 délayée sur la totalité de l'écran.

Circuits intégrés

La famille de circuits intégrés LM 2907 a été conçue pour la conversion fréquence-tension ; le but recherché est, tout en conservant la notion de « composant », de réduire au maximum la complexité de conception des systèmes de mesures de vitesse ou de fréquence.

La technologie utilisée – bipolaire linéaire – permet l'intégration sur le circuit des interfaces d'entrée et de sortie, et assure des caractéristiques intéressantes, telles que la possibilité d'avoir une entrée référencée à la masse et une sortie proportionnelle à la fréquence d'entrée (et en particulier $V_{OUT} = 0$ si $f_{IN} = 0$). Il est également possible de travailler avec une seule tension d'alimentation.

Conversions fréquence-tension avec le LM 2907 ou 2917

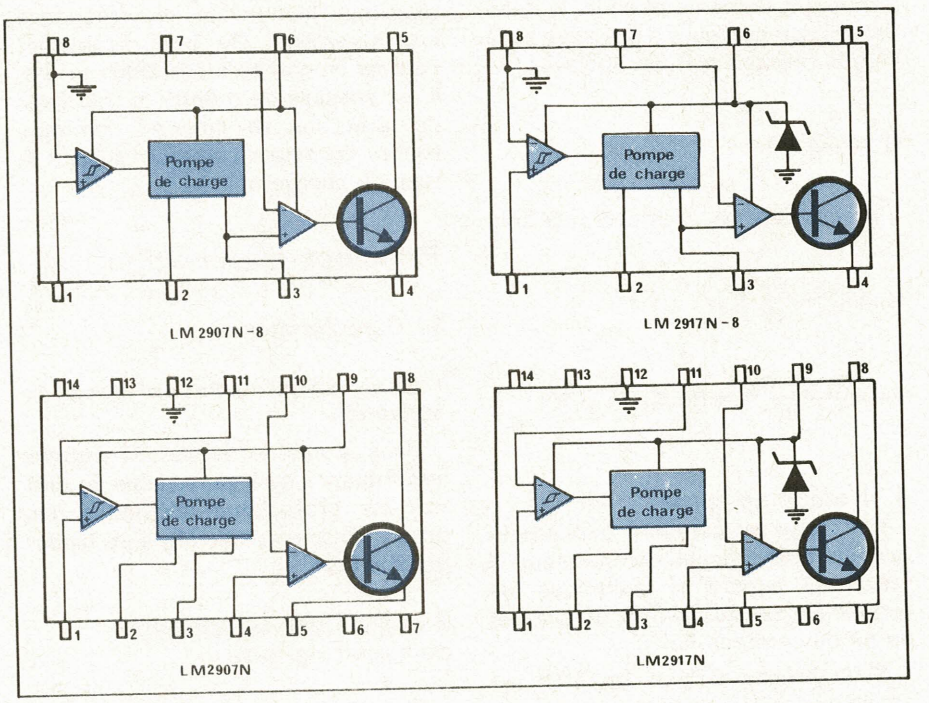


Fig. 1. - Blocs-diagrammes.

Principe de fonctionnement

1. Description du circuit

La **figure 1** donne les blocs-diagrammes des différents circuits de la famille. On notera que la seule différence entre le LM 2907 et le LM 2917 est la présence dans le schéma du second d'une diode zéner ($V_z = 7{,}6$ V) qui pourra être utilisée pour réguler la tension aux bornes des éléments actifs si cela est nécessaire (alimentation non filtrée). La feuille de spécifications du produit donne les diagrammes de calcul de la résistance de polarisation. Notons également que les deux circuits sont proposés en version standard (14 broches) et en version « économique » (8 broches). Dans les versions « économiques », l'entrée négative de l'amplificateur d'entrée est connectée à la masse, et l'entrée positive du comparateur de sortie directement à la sortie du système de pompage de charge ; ces connexions internes limitent le nombre des configurations possibles, mais ont l'avantage de correspondre à l'application la plus utilisée en diminuant l'encombrement et le coût du circuit.

2. L'étage d'entrée

Le comparateur d'entrée s'inspire fortement du LM 339 (1). Il est donc possible, pour un tel circuit, de travailler avec un mode commun à l'entrée strictement nul. La seule différence avec le quadruple comparateur est l'existence d'une hystérésis de ± 15 mV entre les entrées.

3. Le pompage de charges

Notre propos n'est pas ici de faire la théorie de la pompe de charges. Le lecteur pourra, par exemple, se reporter à la référence bibliographique (2) pour une description complète et précise de celle-ci. Rappelons en simplement le principe **(fig. 2)** ; lorsque le signal d'entrée est supérieur à $V_{CC}/2$, la capacité C_1 est chargée jusqu'à $V_{CC}/2$. Grâce à un premier miroir de courant, la même charge est également fournie sur la broche de sortie. Lorsque le signal d'entrée redevient inférieur à $V_{CC}/2$, la capacité C_1 se décharge,

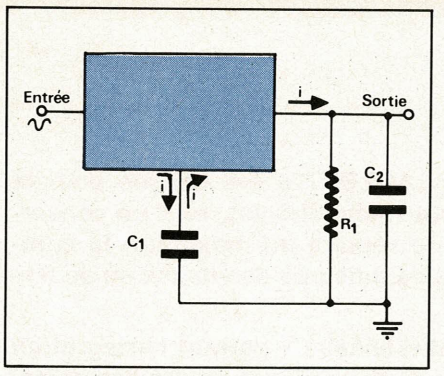


Fig. 2. - Pompe de charge.

mais grâce à un deuxième miroir de courant, cette charge est à nouveau fournie à la broche de sortie. On voit donc que pendant une période T du signal d'entrée, la charge qui est sortie par la broche 3 est égale à :

$$Q = 2 \times C_1 \times \frac{V_{CC}}{2} = C_1 \times V_{CC}$$

Pendant la même période, la quantité d'électricité qui s'est perdue à travers la résistance R est égale à :

$$Q' = \frac{V_S}{R} \times T$$

A l'équilibre (V_S = cste) Q = Q' soit :

$$C_1.V_{CC} = \frac{V_S}{R} T$$

$$V_S = \frac{R\ C_1\ V_{CC}}{T} = R\ .\ C_1\ .\ V_{CC} \times f$$

4. L'étage de sortie

Cet étage est composé d'un amplificateur opérationnel/comparateur. Il utilise ici encore la technique de l'entrée à p.n.p. du LM 339, qui permet un mode commun nul.

Si la broche 8 (voir **fig. 1-C)** est connectée au V_{CC} et la sortie prise sur 5 (émetteur) avec les rebouclages appropriés, le circuit se comporte comme un amplificateur opérationnel classique (compensé en fréquence intérieurement). On peut également l'utiliser en comparateur. Dans ce cas, il est possible de monter le transistor de sortie soit en émetteur commun, soit en collecteur commun, suivant le type de charge utilisée.

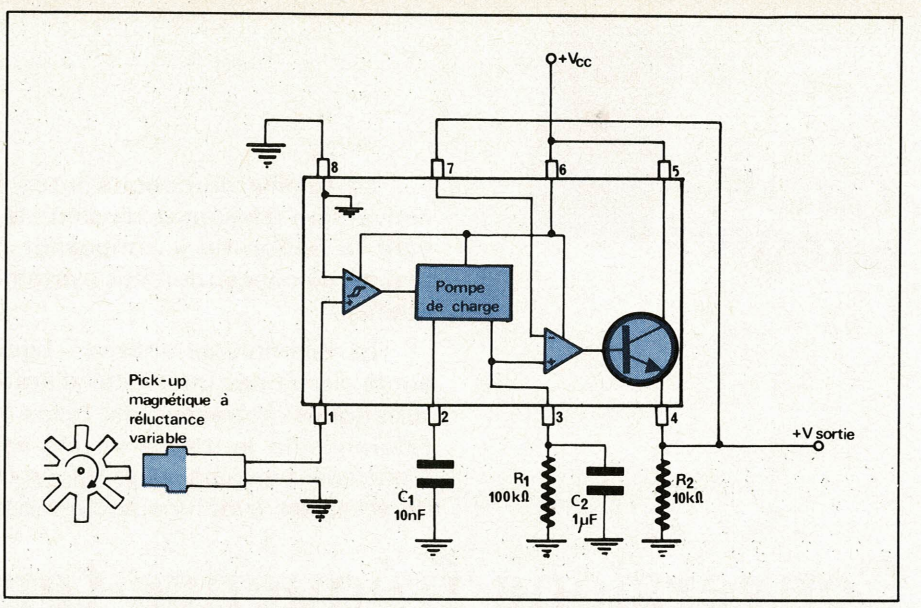


Fig. 3. - Convertisseur fréquence-tension.

Principes d'utilisation

1. Caractéristiques

Elles sont données dans le **tableau 1**.

Dans le cas de risques transitoires importants, il sera convenable de prévoir les protections adéquates. On pourra s'inspirer de la référence bibliographie (2).

2. Calcul des composants du circuit de base

Considérons le convertisseur fréquence-tension simple de la **figure 3**. Un signal périodique est appliqué sur l'entrée 1. La tension sur la broche 3 est égale à :

$$V_3 = K.\ V_{CC}.F_{IN}\ R_1C_1 \text{ avec } K = 1$$

L'amplificateur de sortie est monté en suiveur. L'erreur de linéarité d'un tel convertisseur est typiquement inférieure à 0,30 % de la pleine échelle. Mais comment choisir les composants passifs ? Il faut pour cela tenir compte des caractéristiques du circuit linéaire.

a) Le courant de sortie de la broche 3 est fixé intérieurement, et vaut au moins 150 μA. Il faut donc que

$$R_1 \geqslant \frac{V_3\ max}{I_3\ min}$$

où V_3 est la tension pleine échelle désirée.

Néanmoins, il ne faudra pas choisir R_1 trop grande, de crainte de détériorer la linéarité et d'augmenter le temps de réponse (R_1C_2) du tachymètre.

b) C_1 se calcule à partir de la fonction de transfert du circuit, en fonction de la tension pleine échelle désirée (V_3 max.) et de la fréquence d'entrée correspondant à cette tension pleine échelle (f_{max}) :

$$C_1 = \frac{V_3\ max}{R_1\ V_{CC}\ f_{max}}$$

c) Le choix de C_2 va être lié à l'ondulation résiduelle crête à crête tolérable (V_R)

$$C_2 = \frac{V_{CC}}{2} \cdot \frac{C_1}{V_R} \cdot \left(1 - \frac{V_{CC} \times f_{in} \times C_1}{I_C}\right)$$

Il est nécessaire ici encore de faire un compromis entre l'ondulation résiduelle et le temps de réponse du système.

Tableau 1

Caractéristiques limites

Tension d'alimentation : de 3,5 V à 28 V
Tension d'entrée max. : ± 28 V
Température de fonctionnement : – 40 à + 85 °C

Caractéristiques à T_{AMB} = 25 °C et V_{CC} = + 12 V

Consommation propre : max 6 mA
Courant d'entrée (tachymètre) : 0,1 μA typ, 1 μA max
Courant d'entrée (comparateur) : 50 μA typ,
Courant de sortie absorbé : 40 mA min
Courant de sortie fourni : 10 mA typ
Pente du signal de sortie (étage suiveur) : 0,2 V/μsec

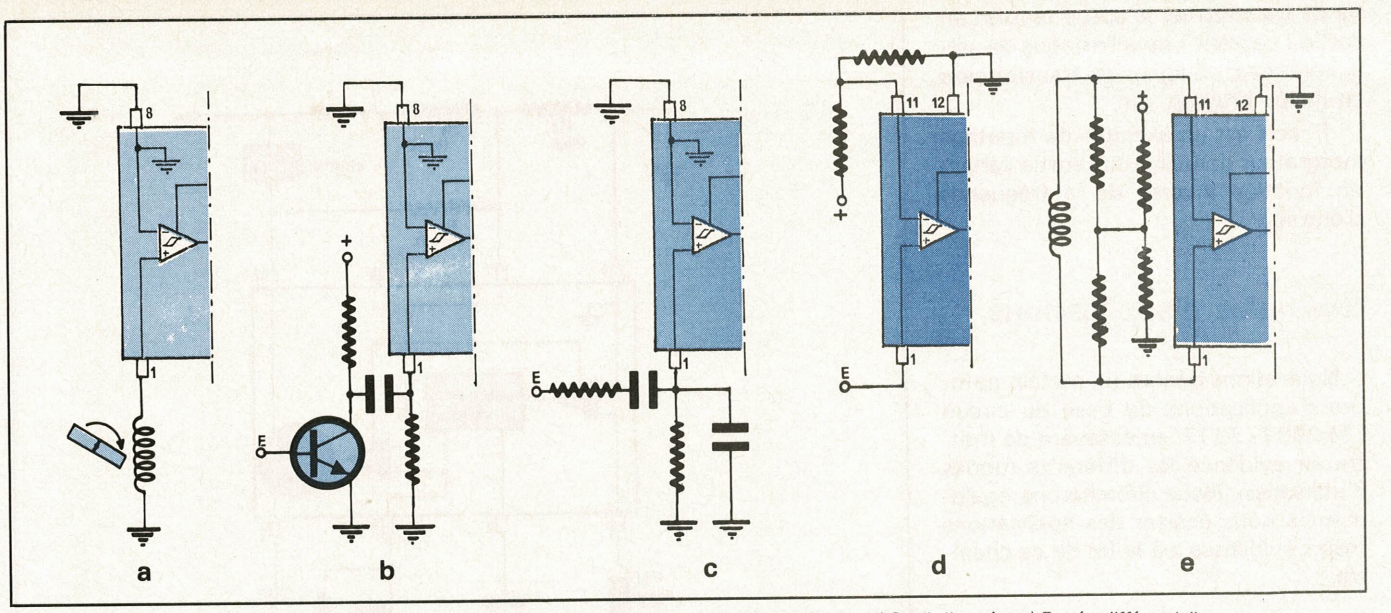


Fig. 4. – Configuration d'entrée. a) Entrée à la masse. b) Couplage alternatif. c) Filtre passe-bande. d) Seuil d'entrée. e) Entrée différentielle.

3. Interfaçage de l'entrée

Le LM 2907 peut détecter un signal d'au moins 30 mV d'amplitude crête à crête, à condition que ces 30 mV soient symétriques par rapport à la référence de l'entrée (de l'étage d'entrée qui est connectée à la masse dans les versions 8 broches). Nous avons regroupé sur la **figure 4** les différentes configurations possibles :

a) entrée couplée par transformateur ou capteur à reluctance variable ;

b) entrée à couplage alternatif : dans le cas où le signal provient d'un autre circuit électrique dont les niveaux continus sont décalés. Par exemple, le transistor peut être la partie « récepteur » d'un photocoupleur ;

c) entrée filtrée : le signal d'entrée traverse un filtre passe-bande qui élimine les parasites à fréquence plus élevée (par exemple dans un compte-tours raccordé directement à l'allumage). Dans une configuration de ce type, deux précautions sont à prendre : assurer une amplitude suffisante (± 15 mV) dans la plage de fonctionnement et assurer le passage du courant de polarisation de 100 nA dans l'entrée du comparateur ;

d) si l'on utilise les boîtiers 14 broches, on peut polariser l'entrée – à un potentiel quelconque. Ceci peut soit augmenter l'immunité au bruit en augmentant l'amplitude de signal d'entrée ;

e) si le signal actif est superposé à un signal de mode commun, on peut utiliser la caractéristique différentielle de l'étage d'entrée, en réalisant une polarisation symétrique.

4. Configuration de sortie

Nous avons regroupé sur la **figure 5** les différentes possibilités de connection de l'étage de sortie. Nous avons figuré la charge par une diode électroluminescente :

a) commutation d'une Led lors du passage à une fréquence donnée ;

b) même montage avec introduction d'une hystérésis ;

c) on peut également commuter une charge reliée à la masse. On peut alors placer la résistance de limitation de courant dans le collecteur du transistor. Le courant de base de ce transistor est limité intérieurement par une résistance de 5 kΩ ;

d) l'étage de sortie est ici monté en amplificateur-suiveur. Notons qu'il est indispensable de rajouter une résistance de charge à l'extérieur. Il est bien sûr possible de connecter l'amplificateur opérationnel ainsi reconstitué dans tous les montages traditionnels : amplificateurs, filtres, intégrateurs, etc. ;

e) il est possible, grâce à l'accès possible au collecteur du transistor de sor-

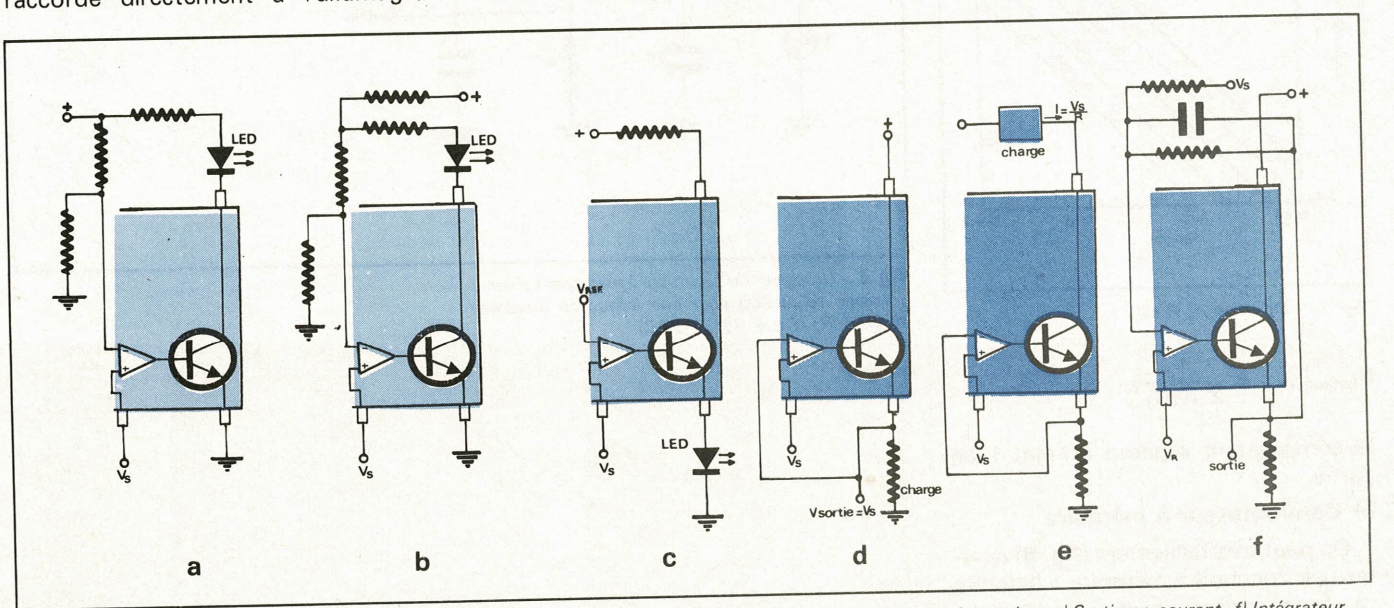


Fig. 5. – Configurations de sortie : a) Commande d'une LED. b) Hystérésis. c) Charge à la masse. d) Suiveur de tension. e) Sortie en courant. f) Intégrateur.

tie de transformer la sortie tension en sortie « courant » pour l'attaque de galvanomètres, de lignes de transmission en milieu bruyant, etc. ;

f) ceci est un exemple de montage intégrateur donnant une sortie variant en fonction inverse de la fréquence d'entrée.

Exemples d'applications

Nous allons décrire un certain nombre d'applications de base du circuit LM 2907/2917, en essayant de mettre en évidence les différents modes d'utilisation. Nous chercherons également à nous écarter des applications trop « évidentes » à la fin de ce chapitre.

1. Commutateurs actionnés par une fréquence ou une vitesse

C'est l'application la plus simple. Elle peut se rencontrer pour des détections de survitesse, ou des modifications de grandeurs en fonction d'une fréquence, ou d'une vitesse.

a) Commutateur simple

La **figure 6** donne un tel montage, et la **figure 7** donne le diagramme de sélection de RC en fonction de la fréquence maximum d'entrée.

Lorsque la fréquence d'entrée redescend en-dessous de la valeur choisie

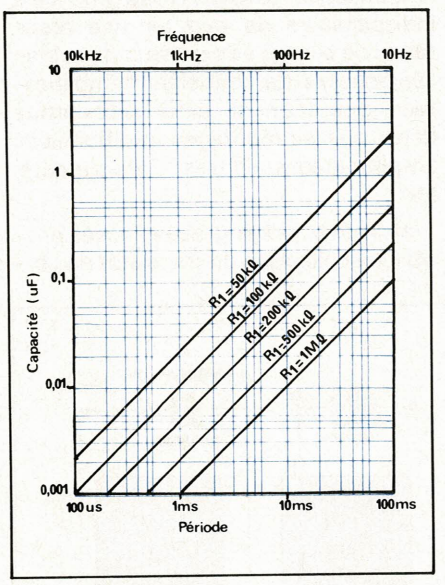


Fig. 7. - Sélection de R et C.

($f_{basculement} = \frac{1}{2\ R_1C_1}$),

le comparateur repasse à l'état 1 en sortie.

b) Commutateur à mémoire

On peut très facilement **(fig. 8)** ajouter une fonction « mémoire » (latch) à ce fonctionnement, en connectant

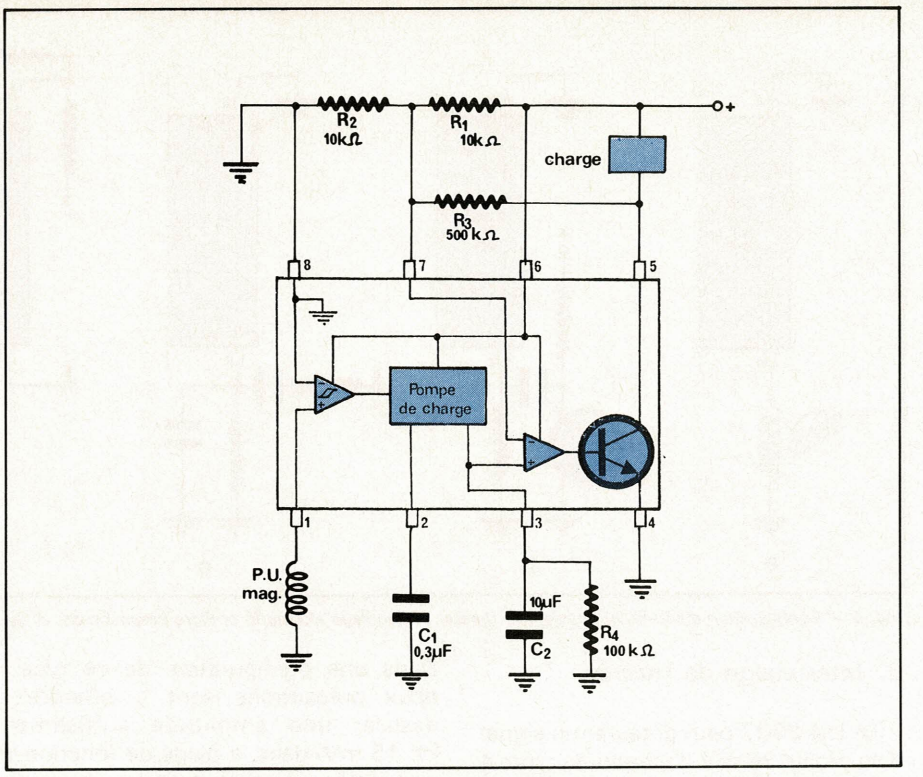


Fig. 6. – Commutateur actionné par une fréquence. Cette dernière est supérieure à $1/2\ R_1.C_1$.

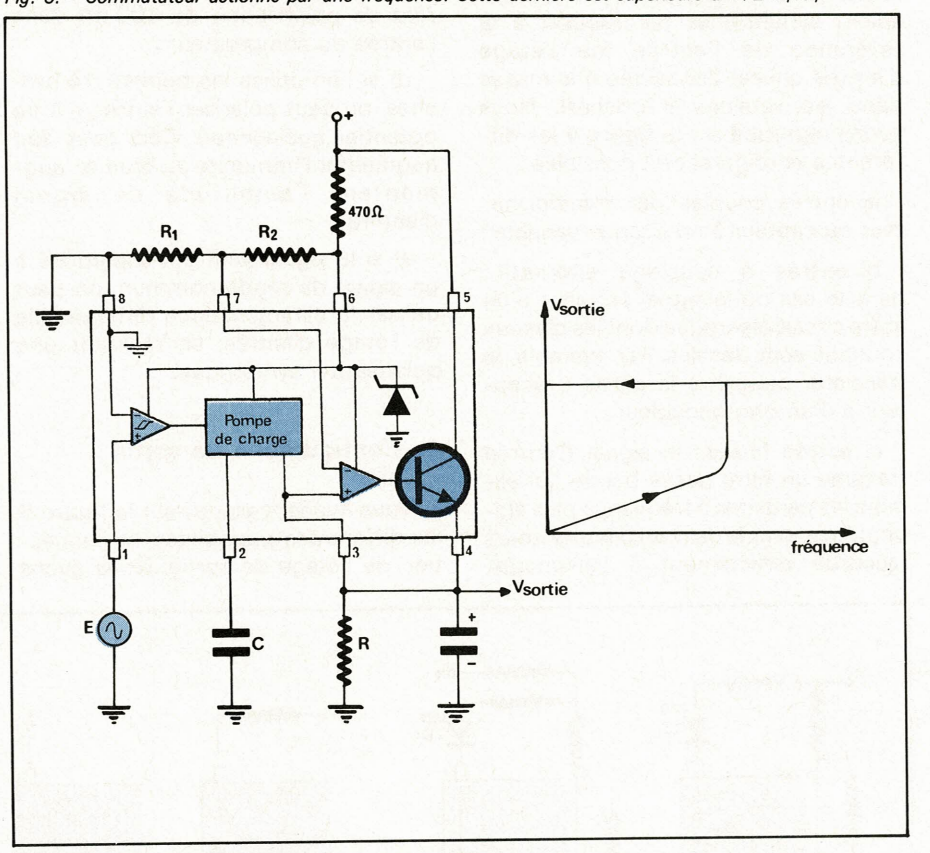


Fig. 8. - Détecteur de survitesse à mémoire. Le verrouillage se produit pour une fréquence d'entrée égale à $(R_2/R_1 + R_2) . (1/RC)$.

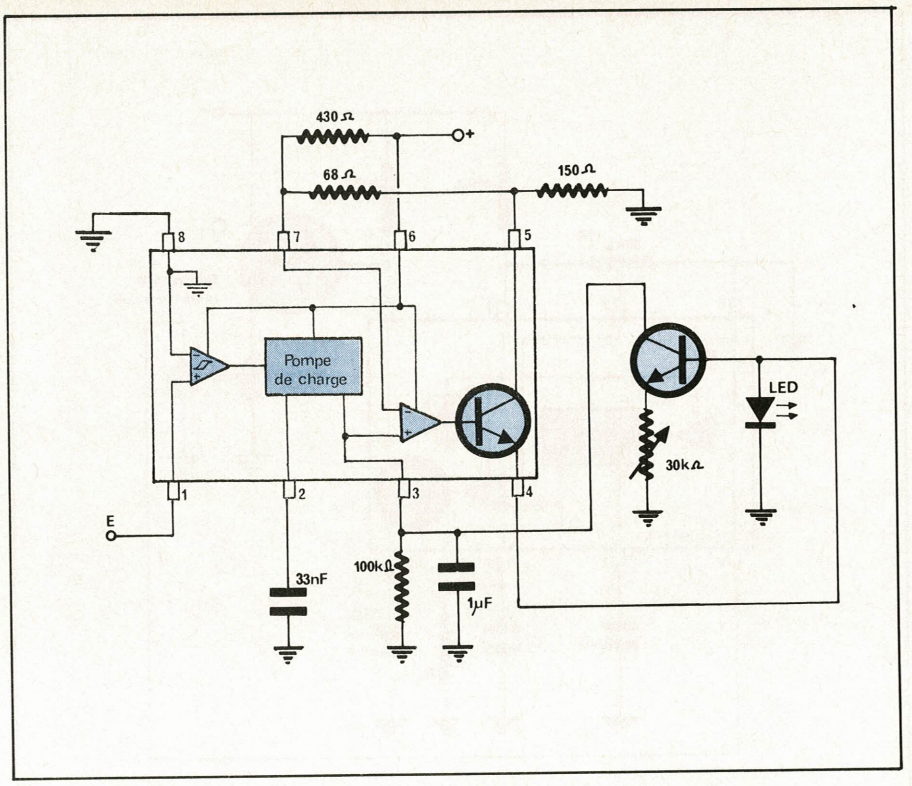


Fig. 9. – Alarme par clignotement.

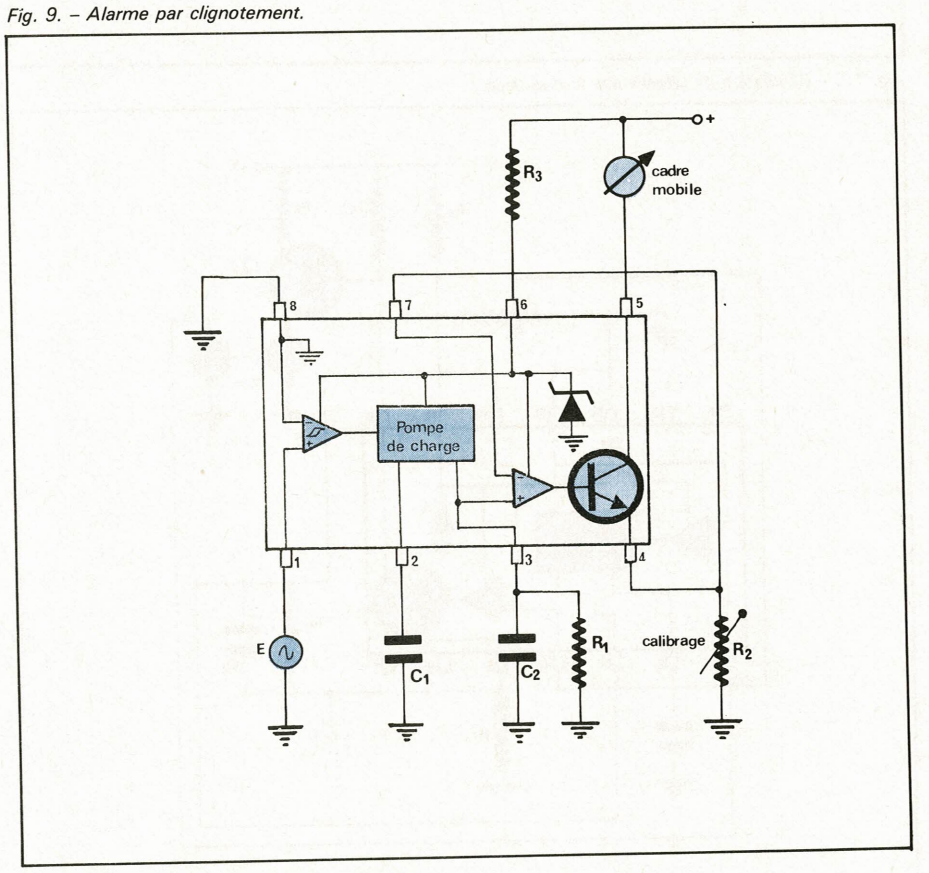


Fig. 10. – Tachymètre à affichage numérique.

l'émetteur du transistor de sortie à l'entrée non-inverseuse du comparateur. Pour réarmer le système, il faut alors couper la tension d'alimentation. Outre la simple fonction de mémorisation d'un dépassement de vitesse, un tel schéma peut être utilisé, par exemple, pour arrêter automatiquement un moteur de magnétophone à la fin d'un cycle de rembobinage.

c) Indicateur de survitesse par clignotement

La **figure 9** est une variante de la **figure 6**. Lorsque la vitesse d'alarme est atteinte, la LED s'allume, le transistor Q_1 se sature, et vient court-circuiter la borne 3. La capacité se décharge C_2, la LED s'éteint et Q_1 se bloque. On recharge alors C_2, et le processus recommence. Plus la fréquence d'entrée est élevée, plus la charge de C_2 est rapide, donc plus le clignotement est rapide.

2. Sortie proportionnelle à la vitesse

Le principe de la **figure 5e,** à savoir une sortie en courant directement proportionnelle à la fréquence d'entrée est utilisé ici avec le milliampèremètre en charge. La calibration se fait en jouant sur la résistance R_2 **(fig. 10).**

3. Régulation de vitesse

On peut utiliser le LM 2907/2917 également pour réguler la vitesse d'un moteur électrique à courant continu, si l'on dispose d'un capteur qui peut être éventuellement une régénératrice de courant alternatif placé sur l'arbre.

a) Régulation par tout ou rien (fig. 11)

Le comparateur de sortie bloque ou débloque le darlington Q_1 en fonction des valeurs relatives de V_3 et de la tension de référence fixée par le potentiomètre P.

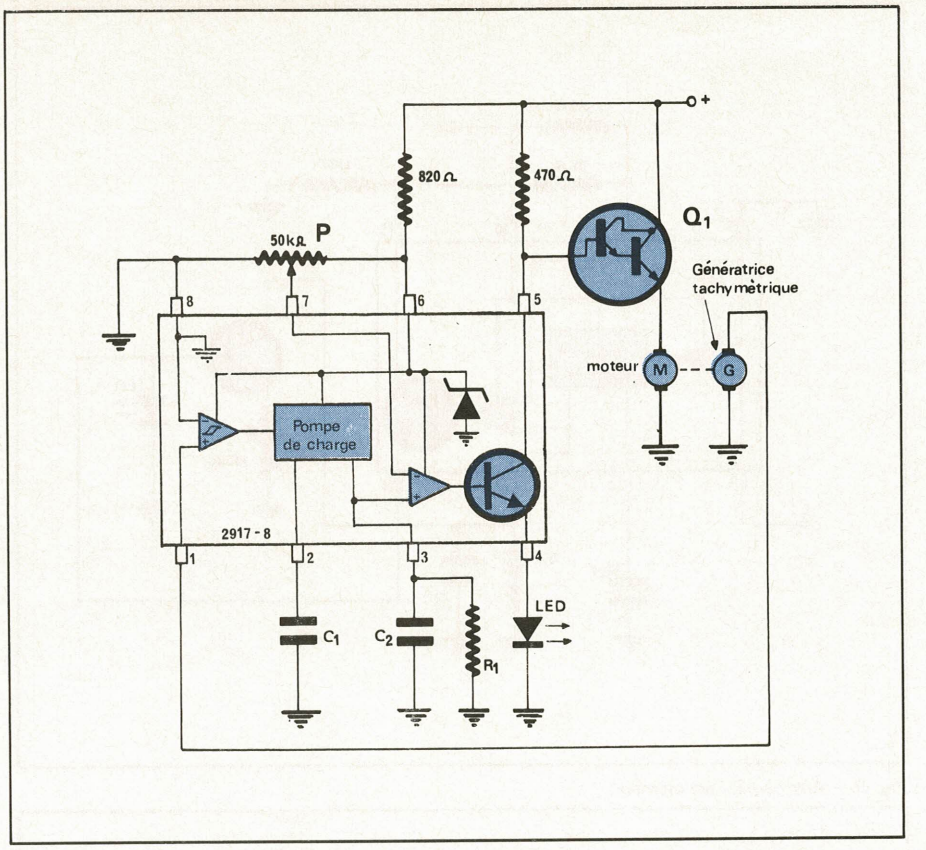


Fig. 11. – Régulation de vitesse par tout ou rien.

b) Régulation proportionnelle (fig. 12)

Si l'on place l'intégrateur par groupage de charge dans la boucle de l'amplificateur opérationnel, on peut alors réaliser une commande proportionnelle. La tension de sortie, pour la vitesse à obtenir, est égale à la tension de référence (sur l'entrée + du comparateur). Si la vitesse augmente, la charge dans C_2 augmente et fait décroître le potentiel de sortie, donc diminuer le courant à travers R_5. Le courant dans le transistor extérieur Q_1 a alors tendance à diminuer. On obtient bien une régulation de la vitesse du moteur en proportionnel, donc sans commutation brusque.

4. Circuits de contrôle de freinage (autiskid) (3)

Dans le cas du freinage de véhicules lourds, on a besoin d'information sur les vitesses relatives des deux roues d'un même train. Il est possible en utilisant deux circuits LM 2907, raccordés chacun à l'une des roues, d'obtenir les informations : vitesse moyenne, vitesse la plus grande, vitesse la plus faible. Pour illustrer ces applications, nous proposons **(fig. 13)** un schéma donnant la plus faible des deux vitesses. Il suffit de rajouter dans la boucle de l'amplificateur suiveur une diode qui n'autorise le passage du courant dans la charge que vers le bas. On peut alors connecter les sorties entre elles, et on ne lira que la plus basse des deux tensions.

Le schéma qui permet d'obtenir la plus grande des deux est encore plus simple **(fig. 14)** puisque c'est le transistor de sortie (intégré dans le circuit) qui fait fonction de redresseur.

Pour réaliser la fonction « vitesse moyenne », il suffit de faire fonctionner les deux pompes à charge dans le

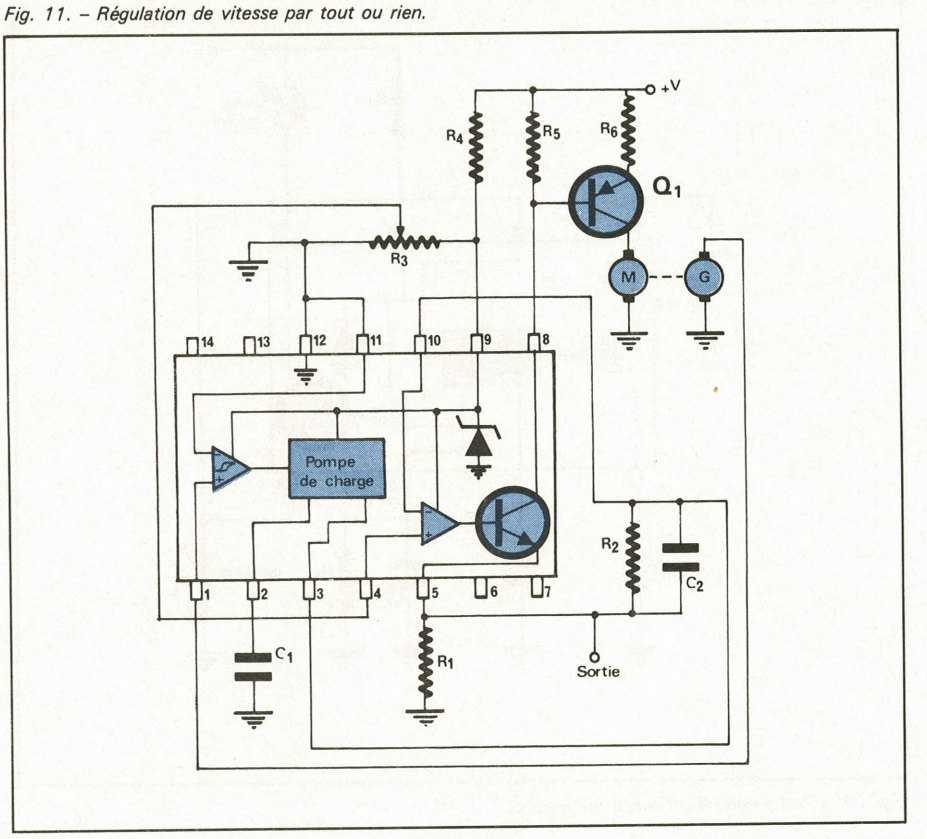


Fig. 12. – Régulation proportionnelle.

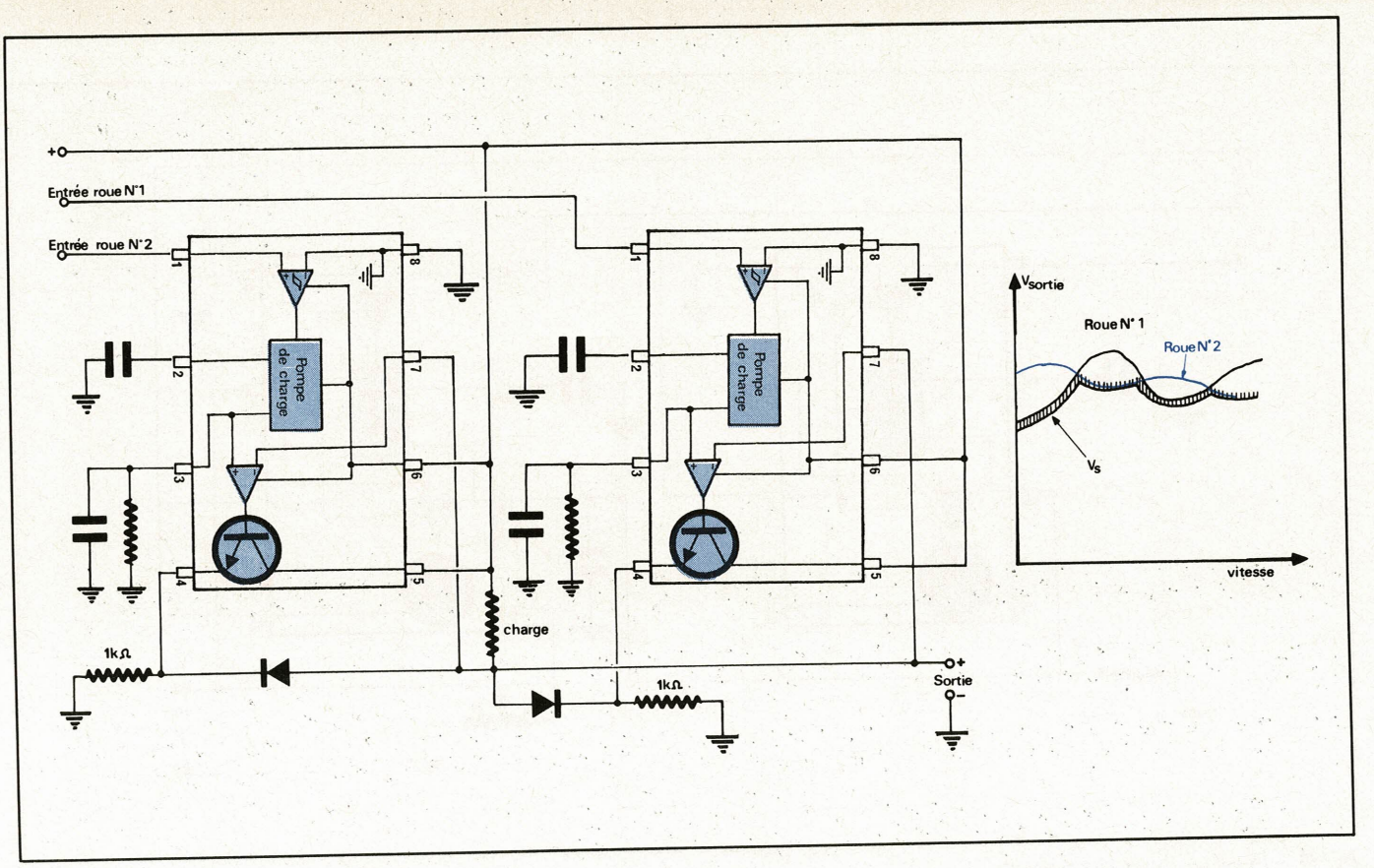


Fig. 13. – La vitesse la plus faible est affichée.

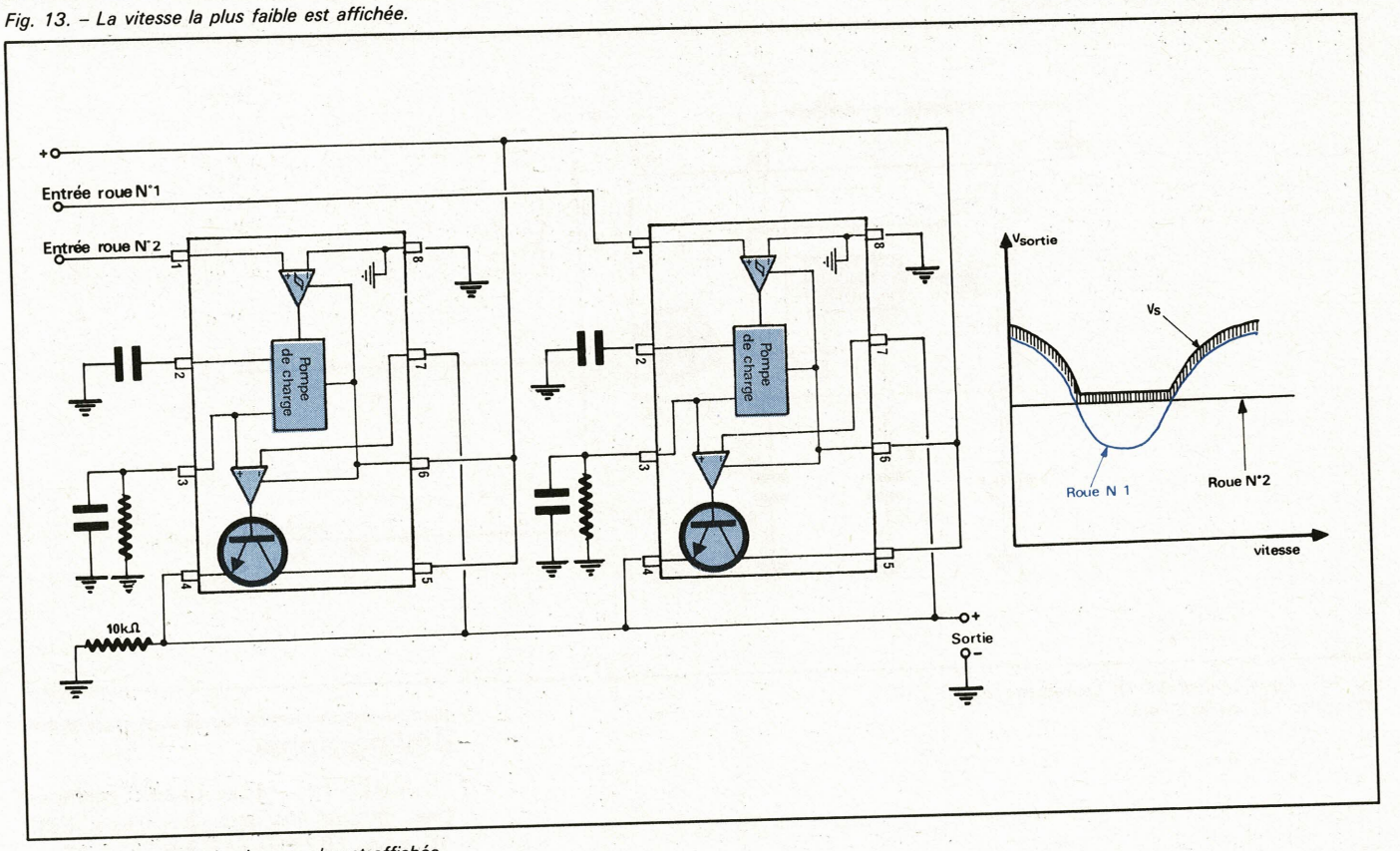


Fig. 14. – La vitesse la plus grande est affichée.

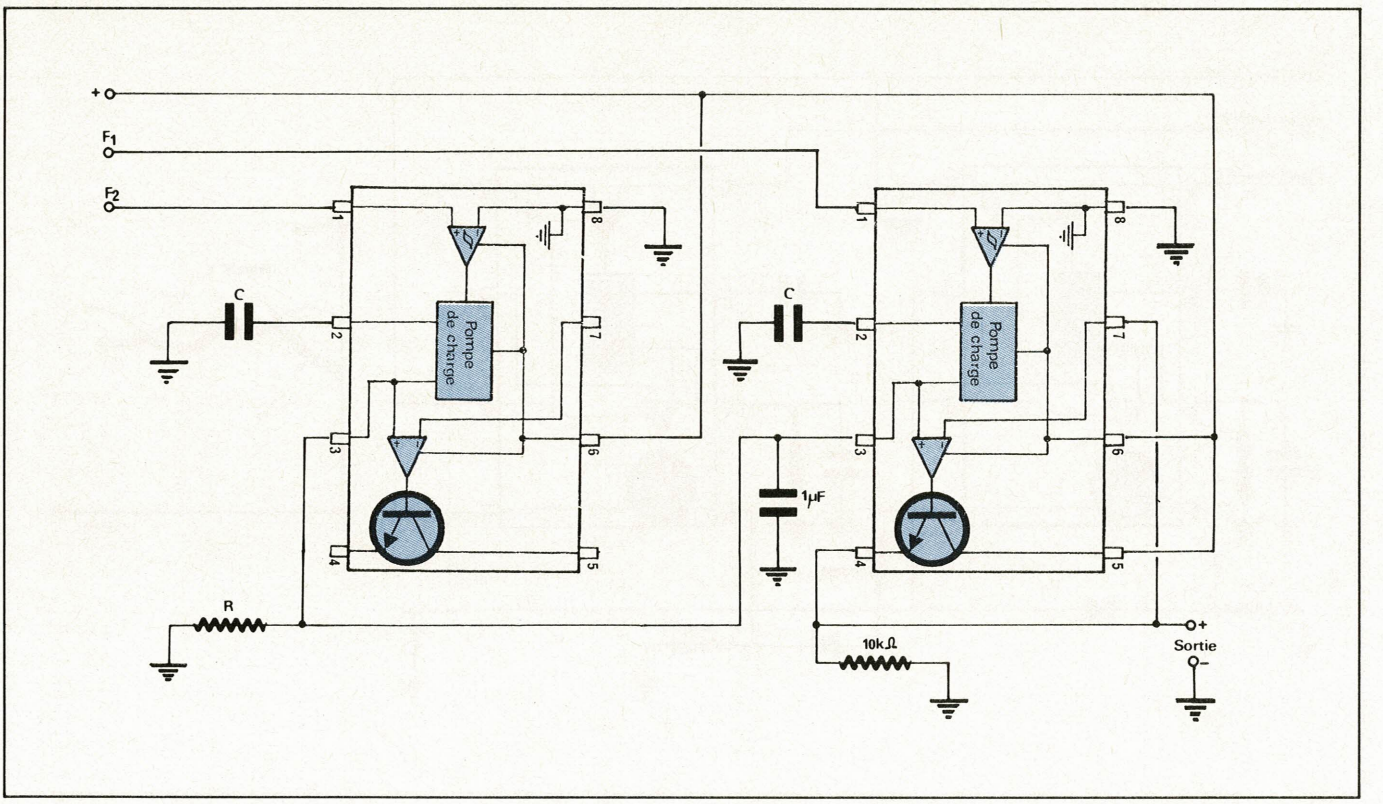


Fig. 15. – La vitesse moyenne est affichée.

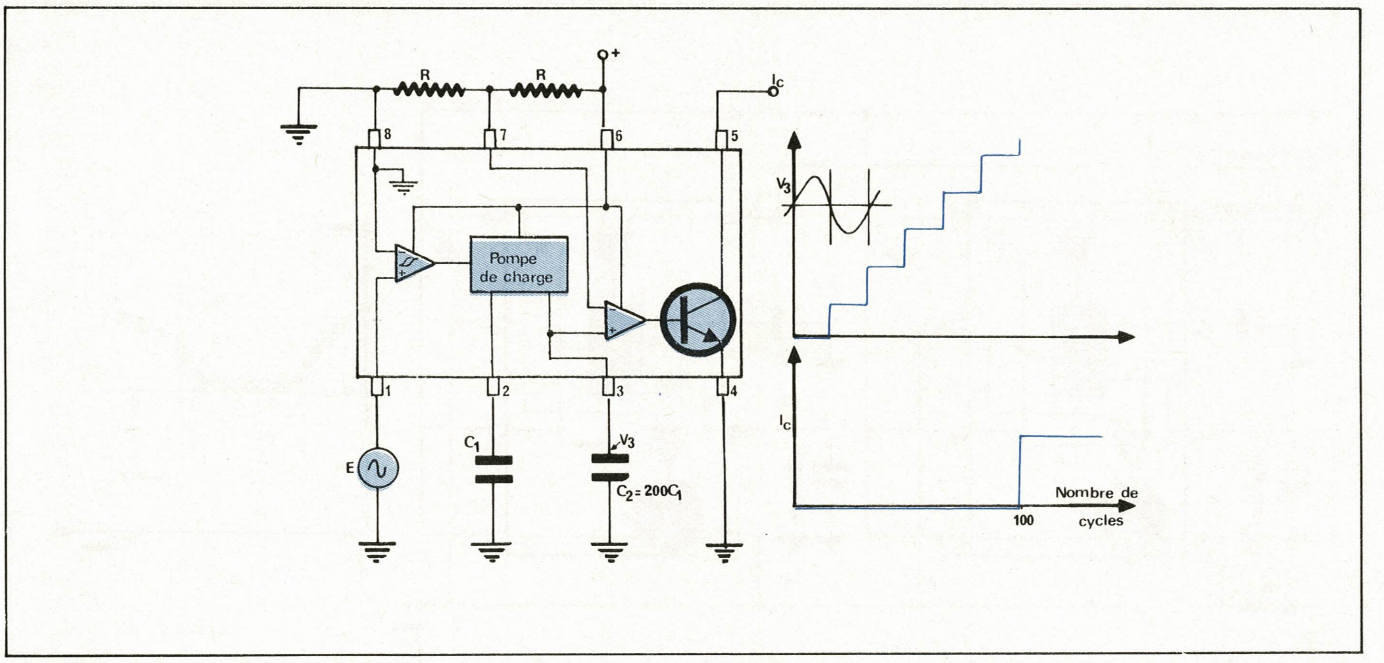


Fig. 16. – Commutateur retardé. Le transistor bascule après 100 cycles d'entrée.

Bibliographie

(1) MAES Ph. – « Les quads : quadruples circuits intégrés linéaires ». EMI 15 mars 1975 Fr (71-76).

(2) LONG D. – « LM 2907, LM 2917 Tachometer/speed switch building block Applications ». Note d'application National Semiconductor AN 162.

(3) MILLER R. – « Second generations building block circuits : a unique new frequency to voltage converter ». Society of Automotive Engineers, International Automotive Congress and Explosition, mars 1977, Ref. 770161.

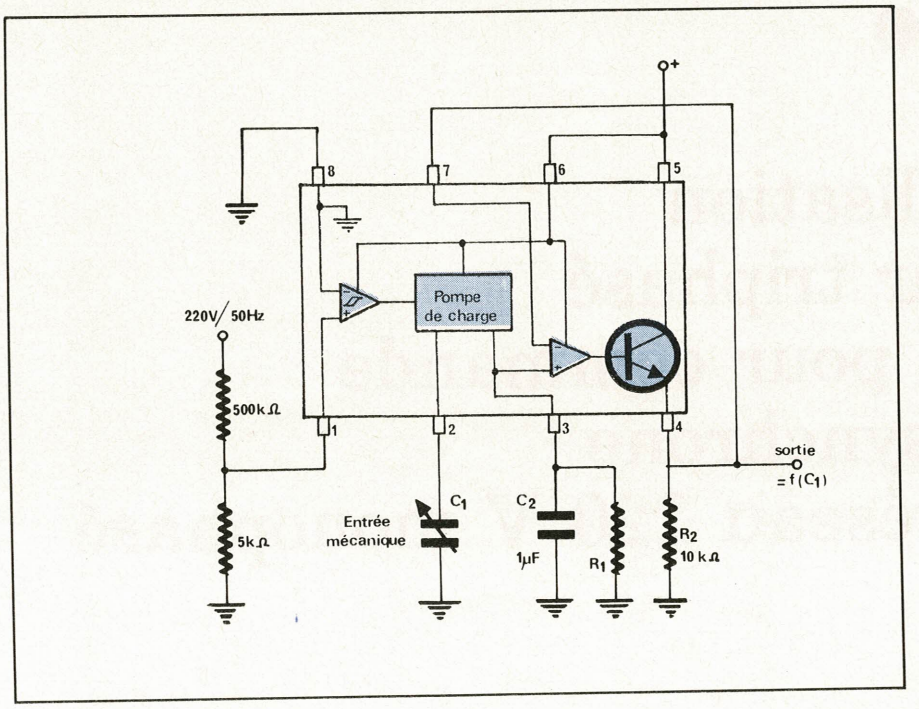


Fig. 17. – Détecteur de capacité.

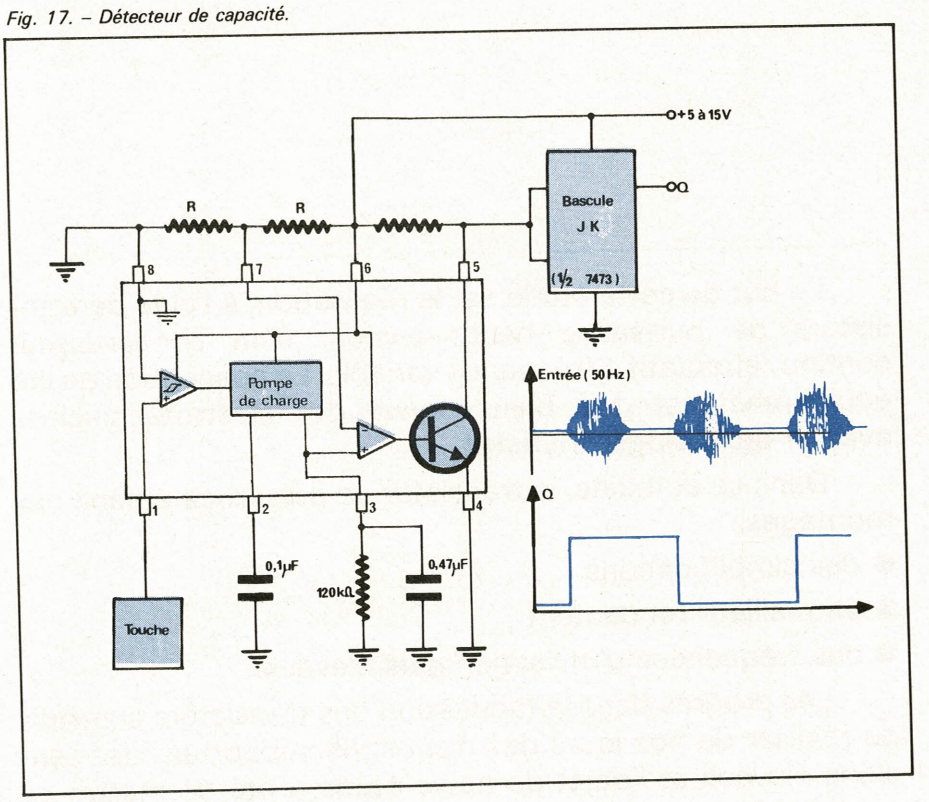


Fig. 18. – Touche à effleurement.

même réseau RC. Un seul amplificateur de sortie est nécessaire. On a alors :

$V_{OUT} = V_{CC}\ RC\ (f_1 + f_2)$

(voir **fig. 15**)

5. Génération de tension en escalier

Si la sortie (broche 3) de la pompe à charge ne comporte pas de résistance, mais seulement un condensateur, la tension en cette broche variera par échelon à chaque demi-cycle d'entrée. On peut par exemple fixer alors un seuil de basculement correspondant à un certain nombre d'échelons.

La **figure 16** montre une application dans laquelle le transistor de sortie est commuté au bout de 100 cycles d'entrée. Ce montage peut être utilisé par exemple pour réaliser une temporisation ou gérer un système de comptage ou d'emballage automatique.

6. Détecteur capacitif

Nous avons démontré plus haut que :

$V_S = R\ V_{CC}\ f_{in} \times C_1$

On peut donc utiliser **(fig. 17)** le signal de sortie comme information sur la valeur de C_1, si on travaille à fréquence d'entrée constante (par exemple 50 Hz). Les applications peuvent être : capacimètre, détecteur de proximité, etc.

7. Touche à effleurement

Si la fréquence de basculement est choisie convenablement, on peut également détecter le 50 Hz induit dans le corps de l'individu qui pose le doigt sur une touche à effleurement **(fig. 18)**. Une simple bascule JK (ici en C-MOS) montée en diviseur par deux mettra en forme le signal de commande.

Conclusion

Les progrès de la technologie linéaire donnent aujourd'hui aux utilisateurs des blocs fonctionnels très compacts qui permettent aisément la réalisation de circuits divers avec un minimum de composants et un maximum de fiabilité.

Philippe Maes
Ingénieur d'Applications
National Semiconductor France

Analyse

Etude et réalisation d'un onduleur triphasé à transistors pour commande de moteur asynchrone à partir du réseau 220 V monophasé

Le but de cette étude est la réalisation, à l'aide de transistors de puissance haute-tension, d'un convertisseur continu/alternatif à fréquence variable. La conception de cet équipement est déjà bien connue des électrotechniciens avec la technologie thyristor.

Dans ce domaine, le transistor de puissance amène aux montages :

- des simplifications
- un meilleur rendement
- des fréquences d'utilisation plus élevées.

Les progrès dans la fabrication des transistors a permis de réaliser de nos jours des dispositifs supportant des tensions élevées et l'objet de notre étude a été de mettre en application cette technologie grâce à un convertisseur directement alimenté par le secteur sans transformateur intermédiaire.

Généralités

Caractéristiques des convertisseurs

Les convertisseurs continu/alternatif, appelés aussi communément onduleurs autonomes, ont vu le jour essentiellement pour deux types d'applications :

- convertisseurs à fréquence fixe, généralement 50/60 Hz ou 400 Hz, utilisés dans les alimentations de secours. En général, ces convertisseurs sont associés à des filtres qui mettent en forme l'onde de sortie. La tension de sortie reste fixe et égale en valeur effi-

cace à celle du réseau que le convertisseur supplée.

● convertisseurs à fréquence variable utilisés pour faire varier la vitesse des moteurs à courant alternatif classés en deux grandes catégories : les machines d'induction ou machines asynchrones et les machines synchrones ou autosynchrones. Ces convertisseurs permettent également le réglage de la tension de sortie.

Technologies utilisées dans la vitesse variable par l'électronique

La vitesse variable par réglage de la tension et de la fréquence du stator pour les moteurs asynchrones ou synchrones se fait essentiellement suivant deux principes :

● onduleur autonome avec hacheur à l'entrée **(fig. 1)** utilisé pour des puissances inférieures à 100 kVA, avec un montage à commutation forcée à thyristors pour les fortes puissances et un montage à transistors pour les faibles puissances (à l'heure actuelle de l'ordre de 50 kVA). Le hacheur d'entrée constitue le générateur de tension variable qui alimente le commutateur triphasé. La fréquence variable est obtenue grâce à l'électronique de commande des soupapes du commutateur.

● onduleur autonome à modulateur de largeur d'impulsions **(fig. 2)** qui couvre la même gamme de puissances que le montage précédent.

La modulation de largeur d'impulsions est obtenue à partir de l'électronique de commande des soupapes en découpant à fréquence élevée la période de conduction de chaque soupape et en faisant varier le rapport cyclique de ce découpage.

Ce montage nécessite donc une électronique de commande plus complexe mais a l'avantage de supprimer le hacheur d'entrée du commutateur.

Fonctionnement du moteur asynchrone à fréquence variable

Principe

Pour un moteur asynchrone alimenté à fréquence variable, il y a proportionnalité entre la vitesse du moteur et la fréquence de la source d'alimentation en régime permanent.

Soit n la vitesse du moteur en tr/mn, nous avons la relation :

$$\frac{n}{60} = \frac{f}{p}[1 - g] \qquad (1)$$

f : fréquence de la source d'alimentation ; p : nombre de paire de pôles ; g : glissement.

Courbes de couple à tension et fréquence variables

Considérons le schéma monophasé étoile équivalent du moteur asynchrone où : X_{S1} est la réactance de fuite du stator **(fig. 3)** ; X_{S2} est la réactance de fuite du rotor ramenée au stator ($X_{CC} = X_{S1} + X_{S2}$).

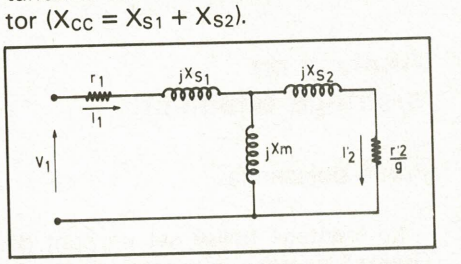


Fig. 3. – Schéma équivalent du moteur asynchrone.

$X_m = X_{a1}$ est la réactance propre du stator.

Les calculs seront développés à l'aide des valeurs réduites de la fréquence

$$f_r = \frac{f}{f_o}$$

et de la vitesse du moteur

$$\Omega_r = \frac{\Omega}{\Omega_o}$$

(f_o et Ω_o étant donnés par la plaque de la machine).

On peut démontrer facilement que le couple sur l'arbre a pour expression :

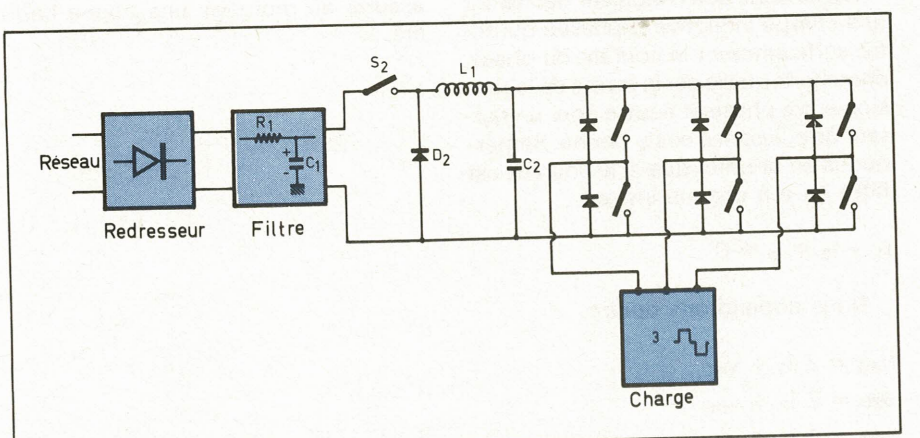


Fig. 1. – Commutateur de tension avec hacheur à l'entrée.

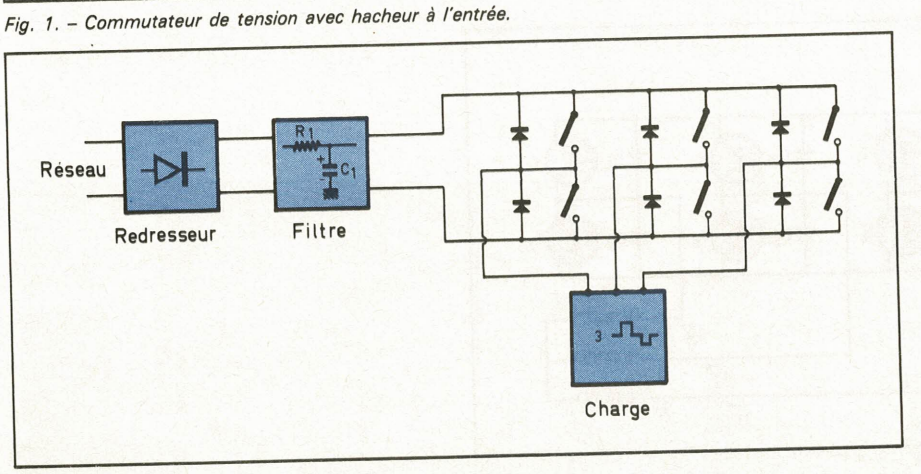


Fig. 2. – Commutateur de tension à M.L.I.

$$C_r = \frac{1}{f_r - \Omega_r} \frac{V^2_{1r} \cdot r'_{2r}}{\left[r_{1r}\left(1 + \frac{X_{S2r}}{X_{a1r}}\right) + r'_{2r}\left(1 + \frac{X_{S1r}}{X_{a1r}}\right)\frac{f_r}{f_r - \Omega_r} \right] + \left[\left(X_{S2r} + \left(1 + \frac{X_{S2r}}{X_{a1r}}\right) X_{S1r} \right) f_r - \frac{r_{1r}\, r'_{2r}}{X_{a1r}} \frac{1}{f_r - \Omega_r} \right]^2} \quad (2)$$

En fait cette relation néglige l'effet pelliculaire sur les résistances r_1 et r'_2.

L'expression du flux fondamental d'un espace interpolaire en fonction de la tension est de la forme :

$$\phi f_1 = \frac{U_1}{\frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{3}\, f \cdot N_{C1} \cdot K_r \cdot K_{b1}} \quad (3)$$

avec N_{C1} nombre de conducteurs effectifs par phase du stator ; K_r, K_{b1} coefficients correctifs du bobinage.

On est donc amené à écrire $\varnothing f_1$ sous la forme $K U_1/f$, et, donc pour conserver le flux constant il suffit de donner au rapport U_1/f une valeur constante à toutes les fréquences.

En fait il y a une restriction aux très basses fréquences en raison de l'affaiblissement du courant I'_2. Nous aurons donc :

- Au voisinage de la vitesse synchrone, toutes les courbes de couple avec la même perte

$$C \approx \frac{V_1^2}{\omega^2} \frac{p^2}{r_2} \Delta\, \Omega \quad (4)$$

- Le couple maximum constant pour toutes les fréquences

$$C_{max} \approx \frac{V_1^2}{\omega^2} \frac{p}{2\, L_{CC}} \quad (5)$$

Analyse du montage onduleur

Partie puissance

Le montage utilisé est un pont de Graëtz à six transistors et six diodes de récupération **(fig. 4)** qui est alimenté

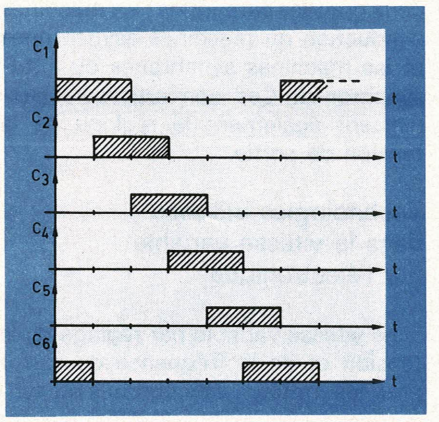


Fig. 5. – Séquence d'allumage des soupapes du pont.

directement à partir du réseau 220 V redressé et filtré, la variation de la tension alternative aux bornes du moteur se fera par l'intermédiaire des commandes de soupapes.

Si on commande chaque soupape pendant 1/3 de période par analogie au montage Graëtz redresseur, nous aurons la séquence d'allumage suivante **(fig. 5)** :

1-6 ; 1-2 ; 3-2 ; 3-4 ; 5-4 ; 5-6.

Supposons que l'onduleur débite sur une charge inductive triphasée qui filtre suffisamment le courant de phase, cherchons quelle est la forme de la tension entre phase et neutre pour un facteur de puissance cos φ donné. Remarquons en premier que si le courant est filtré on a à chaque instant

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0$$

Nous obtiendrons donc :

$$v_{AO} = Z\, i_1 + v_{NO}$$
$$v_{BO} = Z\, i_2 + v_{NO}$$
$$v_{CO} = Z\, i_3 + v_{NO}$$

donc

$$v_{NO} = \frac{1}{3}[v_{AO} + v_{BO} + v_{CO}] \quad (6)$$

Allumons la soupape 1 au moment où le courant i_A passe par 0 en devenant positif, nous obtiendrons les allures de courbes suivantes :

La valeur efficace du courant de phase sera dans l'hypothèse actuelle :

$$i_{1eff} = \frac{i_{1max}}{\sqrt{2}}$$

La valeur efficace de la tension simple sera pour son fondamental :

$$v_{1Neff} = \frac{E\sqrt{2}}{\pi}$$

D'où la puissance de dimensionnement :

$$S = 3\, v_{1Neff} \cdot i_{1eff}$$

$$S = \frac{3 \cdot E \cdot i_{1max}}{\pi} \quad (7)$$

La tension maximum appliquée aux bornes du transistor sera E, ce qui donnera pour la soupape un choix $V_{CE\text{-}sus}$ = 1,2 à 1,5 E et un courant maximum de 1,2 à 1,5 i_{1max} de façon à assurer au montage une bonne fiabilité.

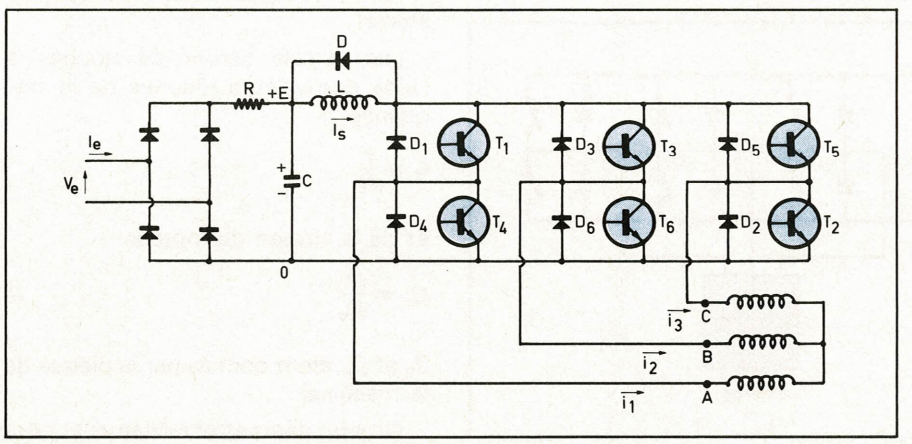
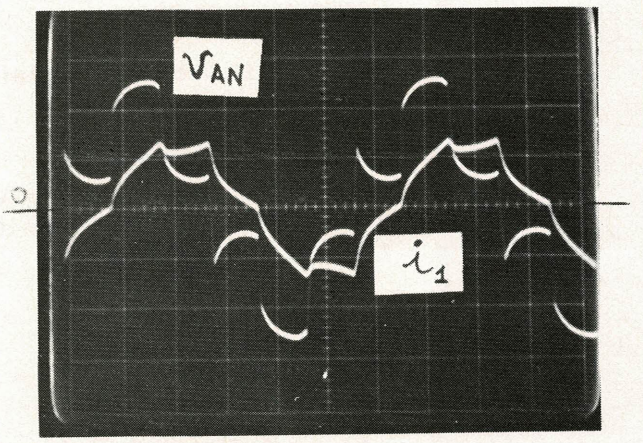


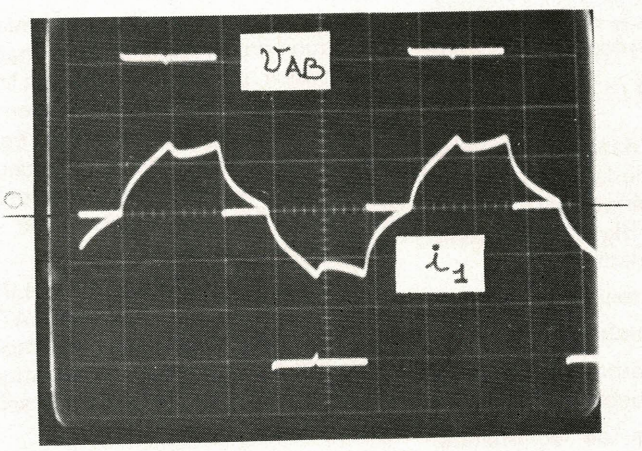
Fig. 4. – Schéma général de l'onduleur.

Oscillogrammes obtenus.

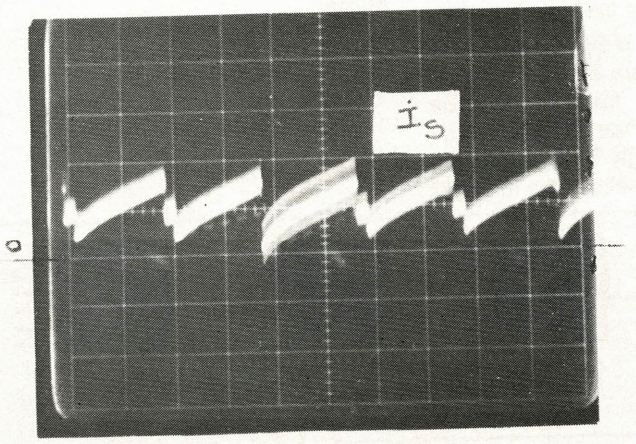
Charge inductive passive



Tension phase-neutre et courant de phase :
v_{AN} = 100 V/div.
i_1 = 4 A/div.
B de T = 2 ms/div.

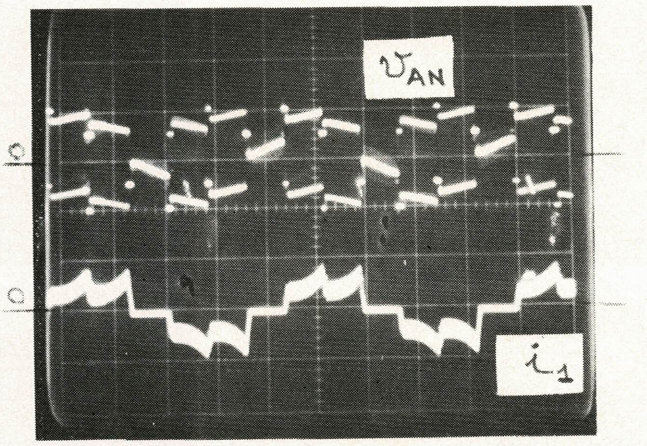


Tension entre phases et courant de phase :
v_{ab} = 100 V/div.
i_1 = 4 A/div.
B de T = 2 ms/div.

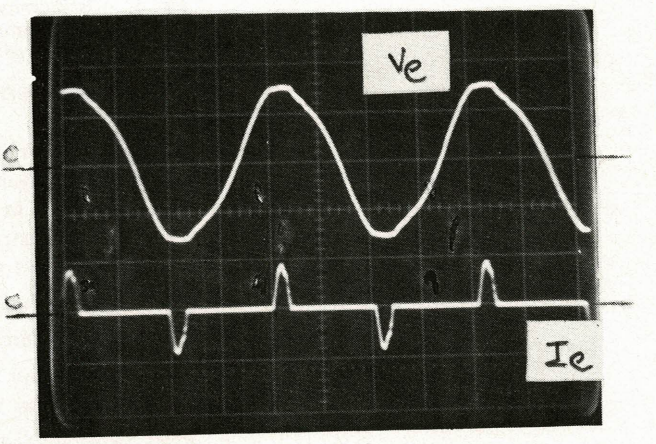


Courant de source :
I_s = 4 A/div.
B de T = 1 ms/div.

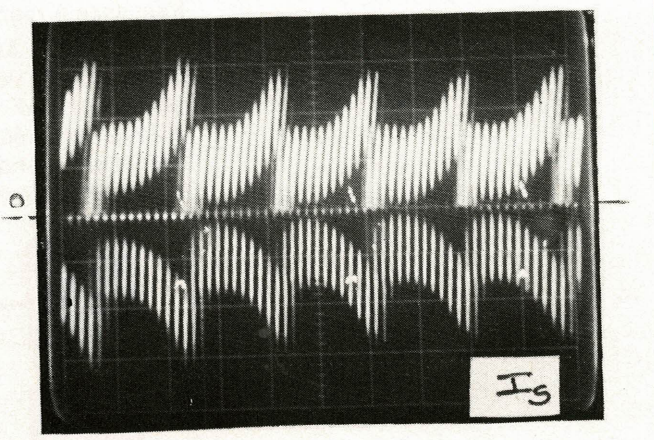
Charge inductive tournante



Tension phase-neutre et courant de phase :
v_{AN} = 200 V/div.
i_1 = 4 A/div.
B de T = 5 ms/div.



Tension et courant-réseau :
V_e = 200 V/div.
I_e = 10 A/div.
B de T = 5 ms/div.



Courant de source :
I_s = 2 A/div.
B de T = 2 ms/div.

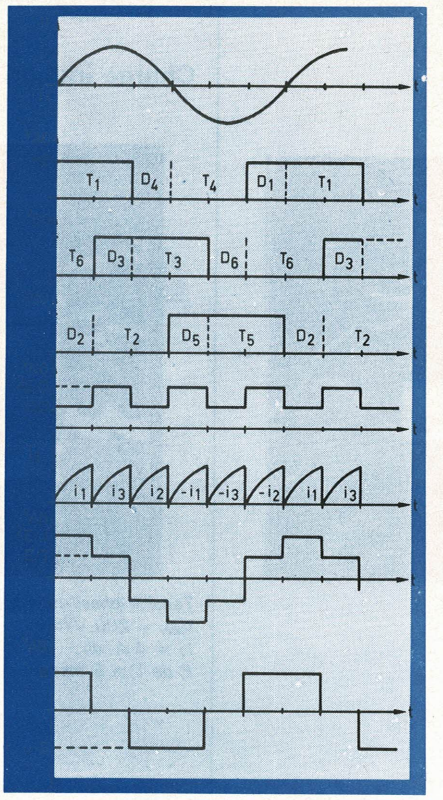


Fig. 6. – Oscillogrammes de la partie puissance. Dans l'hypothèse actuelle de l'allumage de T_1, on obtient un facteur de puissance cos φ égal à 0,5.

Partie commande

Le principe utilisé dans la commande est la modulation de largeur d'impulsions pendant la période de conduction du transistor **(fig. 7)**. Le circuit électronique est constitué par :

- un convertisseur tension-fréquence
- un codeur-démultiplexeur
- un générateur haute fréquence à rapport cyclique variable
- six amplificateurs de commande avec isolement galvanique.

Pour obtenir une régulation souple à U/f = cste, il suffit de détecter la vitesse du moteur par une dynamo tachymétrique et d'asservir par la tension qu'elle délivre le générateur haute fréquence à rapport cyclique variable.

Remarque : Afin d'avoir une bonne modulation on veillera à choisir pour le générateur H.F. à rapport cyclique variable une fréquence répétitive suffisamment grande ($\geqslant$ 10 fois celle de la fréquence de sortie). A titre indicatif dans la maquette réalisée au laboratoire pour une fréquence de sortie de 1 Hz à 90 Hz la modulation optimale choisie est de 3 kHz.

Oscillogrammes obtenus

Charge inductive passive cos φ = 0,5 (AR)

Charge inductive tournante

Moteur Leroy-Sommer de 1,1 kW ; cos φ = 0,76 ; 220 V – 50 Hz ; η = 0,74 ; n = 1420 tr/mn.

Conclusions et perspectives

A la vue de cette étude, on s'aperçoit qu'il est possible de réaliser des équipements industriels à l'aide du transistor de puissance haute tension fonctionnant en régime de commutation.

Les performances de ces dispositifs sont étroitement liées à celles des circuits de commande utilisés.

En outre, dans un très proche avenir l'évolution de la technologie permettra de dépasser, pour le transistor, les limites actuelles de tenue en tension et courant et ainsi obtenir pour les équipement des puissances de dimensionnement plus fortes (bientôt de l'ordre de 100 kVA) fonctionnant avec un meilleur rendement.

Gérard CAPOLINO
Maurice GATTI
Chercheurs du Laboratoire
de Mécanique et d'Acoustique
du CNRS de Marseille

Nous tenons à remercier tout particulièrement M. Jean-Marie PETER de la société SESCOSEM pour l'aide et l'encouragement qu'il a su nous prodiguer lors de la réalisation de cette étude.

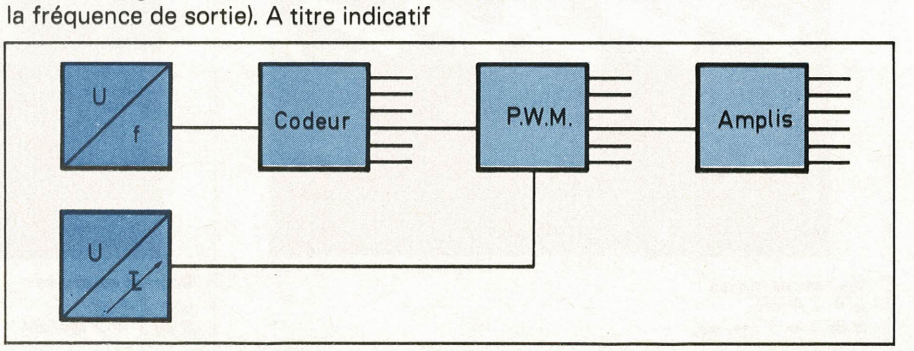


Fig. 7. – Synoptique de la commande du convertisseur.

Etude

Principe :

Circuit à transistor à effet de champ présentant une conductance d'entrée négative

Le fonctionnement de ce type d'oscillateur repose sur l'existence d'une composante résistive négative de l'impédance d'entrée d'un transistor à effet de champ dont le circuit de source est constitué par la mise en parallèle d'une résistance R_s et d'une capacité C_s.

La conductance d'entrée d'un transistor à effet de champ (TEC) est pratiquement celle d'une diode polarisée dans le sens bloquant ; elle est de l'ordre de 10^{-10} à 5.10^{-10} S (en continu), ce qui correspond à une résistance d'entrée entre porte (G) et source de 10 GΩ à 2 GΩ.

Aux fréquences élevées, les valeurs de g_{is} se situent entre 1 et 5 μS à 10 MHz, et 50 à 100 μS à 100 MHz, soit donc des valeurs de r_{gs} de l'ordre de plusieurs centaines de kiloohms à 10 MHz et de l'ordre de dix kiloohms à 100 MHz.

En première approximation, on pourra donc négliger l'effet de r_{gs} en alternatif, et considérer uniquement la capacité C_{gs} entre porte et source.

Un oscillateur LC à résistance négative dynamique

Un circuit LC connecté entre les bornes G et M du montage de la **figure 1** se trouvera par conséquent désamorti par la résistance ($-R_e$) et il est évident que si, à la limite cette résistance négative compense les pertes du circuit, représentées par la résistance de pertes parallèle R, le montage pourra être le siège d'une oscillation auto-entretenue.

Contrairement aux composants actifs (diode tunnel par exemple) où la résistance différentielle négative est directement liée à leur caractéristique courant-tension, le montage proposé présente une **résistance négative dynamique** qui n'est plus déterminée par la caractéristique de transfert du transistor, mais qui est fonction de la fréquence et des éléments passifs extérieurs.

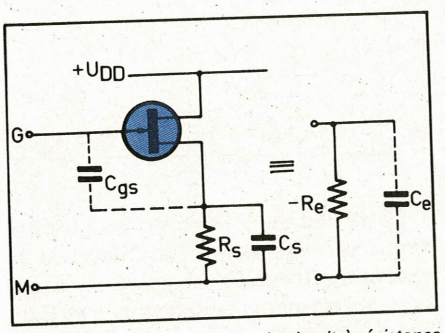


Fig. 1. – Schéma de principe du circuit à résistance d'entrée négative.

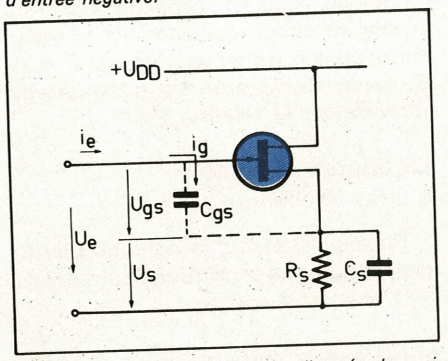


Fig. 2. – Calcul de l'admittance d'entrée dynamique.

Calcul de l'impédance d'entrée du montage

Avec les symboles de la **figure 2**, on peut écrire les relations suivantes :

$$\overline{u}_e = \overline{u}_{gs} + \overline{u}_s \qquad (1)$$

$$\overline{u}_s = \overline{i}_s \cdot \overline{Z}_s = y_{fs} \cdot \overline{u}_{gs} \cdot \overline{Z}_s \qquad (2)$$

$$\overline{u}_e = \overline{u}_{gs} (1 + y_{fs} \cdot \overline{Z}_s) \qquad (3)$$

d'où finalement l'expression de la tension instantanée u_{gs} entre porte (gate) et source en fonction de la tension d'entrée, de la pente de transfert (y_{fs}) du transistor et de l'impédance de source Z_s :

$$u_{gs} = \frac{\overline{u}_e}{1 + y_{fs} \cdot \overline{Z}_s} \qquad (4)$$

Dans ces conditions, le courant d'entrée $i_e = i_g$ sera pratiquement purement capacitif, soit

$$\overline{i}_e = \frac{\overline{u}_{gs}}{\overline{Z}_{gs}} \text{ avec } \overline{Z}_{gs} = \frac{1}{j\,\omega\,C_{gs}}$$

En tirant $\overline{u}_{gs}$ de l'expression (3), l'admittance d'entrée s'écrit :

$$\overline{y}_e = \frac{\overline{i}_e}{\overline{u}_e} = \frac{1}{\overline{Z}_{gs}(1 + y_{fs} \cdot \overline{Z}_s)} \qquad (5)$$

$$\text{avec } \overline{Z}_{gs} = \frac{1}{j\,\omega\,C_{gs}} \qquad (6)$$

$$\text{et } \overline{Z}_s = \frac{R_s}{1 + j\,\omega\,C_s\,R_s} \qquad (7)$$

En remplaçant dans (5) $\overline{Z}_{gs}$ et $\overline{Z}_s$ par leurs valeurs données par (6) et (7) il vient

$$y_e = \frac{j\,\omega\,C_{gs}}{1 + \dfrac{y_{fs} \cdot R_s}{1 + j\,\omega\,C_s \cdot R_s}} = g_e + jb_e \qquad (8)$$

La conductance d'entrée g_e s'écrit finalement :

$$g_e = -\omega \cdot C_{gs} \frac{\omega \cdot y_{fs} \cdot C_s \cdot R_s^2}{\omega^2 C_s^2 \cdot R_s^2 + (1 + y_{fs} \cdot R_s)^2} \qquad (9)$$

Pour l'expression de la susceptance d'entrée b_e on trouve

$$b_e = \omega\,C_e = \omega \cdot C_{gs} \frac{1 + y_{fs} \cdot R_s + \omega^2 C_s^2 \cdot R_s^2}{\omega^2 \cdot C_s^2 \cdot R_s^2 + (1 + y_{fs} R_s)^2} \qquad (10)$$

Dans la mesure où l'on peut considérer y_{fs} comme réel, il est remarqua-

ble de constater que la **partie réelle de l'admittance d'entrée** du montage est **toujours négative.**

Signalons que le principe que nous venons d'exposer s'applique intégralement dans le cas d'un montage oscillateur de même configuration, mais faisant appel à un tube électronique.

Enfin, il faut remarquer qu'un transistor bipolaire ayant dans son émetteur un circuit parallèle $R_E C_E$ présente également, entre base et point commun, une conductance d'entrée dynamique négative, mais dont l'effet se trouve totalement annulé par les résistances du circuit de polarisation.

Nous examinerons plus loin l'effet d'une pente de transfert complexe.

La composante résistive de l'impédance d'entrée sécrit $R_e = 1/g_e$ soit :

$$R_e = -\frac{1}{\omega \cdot C_{gs}} \frac{\omega^2 \cdot C_s^2 \cdot R_s^2 + (1 + y_{fs} \cdot R_s)^2}{\omega \cdot y_{fs} \cdot R_s^2 \cdot C_s} \quad (11)$$

Posons :

$$y_{fs} \cdot R_s = a \quad (12)$$

$$\omega \cdot C_s \cdot R_s = x \quad (13)$$

Les expressions (11) et (10) s'écrivent alors plus simplement :

$$(-R_e) = \frac{x^2 + (a+1)^2}{\omega \cdot C_{gs} \cdot a \cdot x} \quad (14)$$

$$C_e = C_{gs} \frac{(a+1) + x^2}{x^2 + (a+1)^2} \quad (15)$$

Remarquons en passant que :

1) Si le condensateur C_s découple parfaitement la résistance R_s (soit $x \to \infty$), la résistance d'entrée $(-R_e)$ tend vers l'infini (pratiquement vers $1/g_{is}$), tandis que $C_e = C_{gs}$.

2) Si $C_s = 0$ (soit $x = 0$), la valeur de $(-R_e)$ tend encore vers $1/g_{is}$ tandis que $C_e = C_{gs}/(1+a)$.

Le désamortissement d'un circuit LC

A sa fréquence de résonance, un circuit LC parallèle présente une impédance maximum purement résistive :

$$R = \frac{L}{C \cdot r} = Q_o \sqrt{\frac{L}{C}}$$

r = résistance de pertes série totale du circuit à la fréquence considérée.

Le facteur de qualité intrinsèque se définit par la formule :

$$Q_o = \frac{\omega L}{r} = \frac{R}{\omega \cdot L} = \omega \cdot C \cdot R \quad (16)$$

La résistance de pertes parallèle positive R dissipe de l'énergie par effet Joule.

Excité par une impulsion électrique le circuit sera de ce fait le siège d'une **oscillation amortie** à sa fréquence de résonance propre.

Si l'on branche ce même circuit à l'entrée d'un montage présentant une résistance négative $(-R_e)$, cette dernière agira comme une source fournissant de l'énergie électrique au circuit accordé, ce qui se traduira par une augmentation correspondante de son facteur de surtension **(fig. 3)**.

Une résistance négative suffisamment petite en parallèle sur la résistance dissipative R sera ainsi capable de désamortir le circuit en compensant ses pertes.

La résistance totale à la résonance de l'ensemble devient alors :

$$R' = \frac{-R \cdot R_e}{R - R_e}$$

d'où le nouveau facteur de qualité :

$$Q = Q_o \frac{R_e}{R_e - \frac{Q_o}{\omega \cdot C}} \quad (17)$$

(Nous représentons par R_e la valeur absolue de la partie réelle de l'impédance d'entrée du montage).

Il y a donc bien désamortissement du circuit LC, puisque $Q > Q_o$, ce qui se traduit par :

- une augmentation de l'impédance à la résonance ($R' > R$) ;
- une diminution de la largeur de bande (augmentation de la sélectivité).

A la limite, $(-R_e) = R$ et $Q \to \infty$: il y aura alors désamortissement total et la moindre perturbation électrique agissant sur le circuit (en particulier le bruit) donne alors lieu à l'établissement d'une oscillation à la fréquence propre du circuit.

Etude des conditions d'auto-oscillation

Nous venons de voir qu'une résistance négative de faible valeur désamortit au maximum le circuit LC. Il sera donc intéressant d'examiner dans quel cas la valeur de $(-R_e)$ passe par un minimum.

Condition pour obtenir $(-R_e)$ minimum

Il suffit d'annuler la dérivée de $(-R_e)$ par rapport à la variable auxiliaire x (voir formule 14) :

$$\frac{d(-R_e)}{dx} = \frac{1}{\omega \cdot C_{gs}} \left[\frac{2x^2 \cdot a - a(x^2 + (1+a)^2)}{a^2 \cdot x^2} \right]$$

La valeur de x qui annule cette dérivée est :

$$x_o = a + 1 \quad (18)$$

d'où

$$(-R_e) = \frac{1}{\omega \cdot C_{gs}} \frac{2(a+1)}{a} \quad (19)$$

Tout circuit LC dont l'impédance à la résonance R est supérieure à la valeur de $(-R_e)$, donnée par l'expression ci-dessus pourra être le siège d'une oscillation à « amortissement négatif », dont l'amplitude sera théoriquement indéfiniment croissante.

Ceci est cependant physiquement impossible, car une telle auto-oscillation doit aboutir inévitablement

- à une détérioration des composants, ou, d'une façon beaucoup plus probable ;
- à un régime établi dont l'amplitude sera limitée par les non-linéarités du système.

En examinant l'expression (19), on remarquera que la valeur de $(-R_e)_{min}$ est d'autant plus petite que la réactance $1/\omega \cdot C_{gs}$ sera petite.

En remplaçant ω par sa valeur tirée de (16) on trouve encore :

$$(-R_e)_{min} = \frac{R \cdot C}{Q_o \cdot C_{gs}} \frac{2(a+1)}{a} \quad (20\ a)$$

et avec

$$R = Q_o \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$(-R_e)_{min} = \frac{2(a+1)\sqrt{L \cdot C}}{a \cdot C_{gs}} \quad (20\ b)$$

Cette dernière relation est intéressante car elle donne la valeur de la résistance d'entrée négative en fonction des éléments constitutifs L et C du circuit oscillant.

Notons que la capacité d'accord totale du circuit oscillant est la résultante de la mise en parallèle de C et de la capacité d'entrée C_e du montage, donnée par la relation (15).

La condition limite d'auto-oscillation

En régime établi, la condition limite d'entretien des oscillations correspond à $Q = \infty$, soit encore

$$(-R_e) = R = \frac{Q_o}{\omega \cdot C}$$

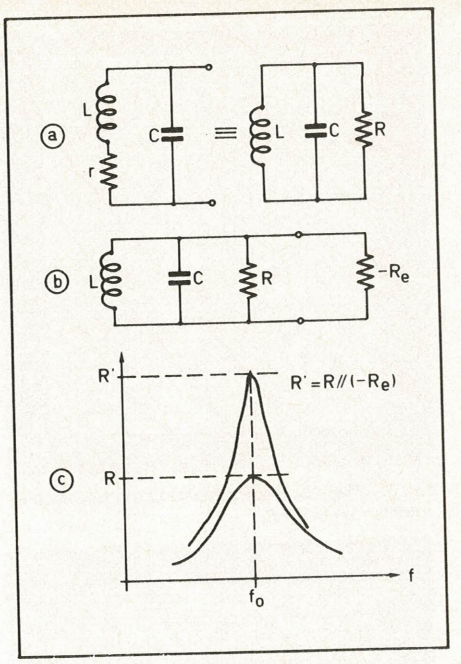


Fig. 3. – Désamortissement d'un circuit LC :
a) A sa fréquence de résonance, un circuit LrC est équivalent au circuit LRC.
b) Une résistance négative (– R_e) en parallèle sur un circuit LCR désamortit ce dernier.
c) Effet du désamortissement sur la courbe de sélectivité.

Avec la relation (14), cette condition devient

$$\frac{1}{\omega \cdot C_{gs}} \left(\frac{x^2 + (a+1)^2}{a \cdot x} \right) = \frac{Q_o}{\omega \cdot C} \qquad (21)$$

d'où l'équation du second degré en x

$$x^2 - k \cdot a \cdot Q_o \cdot x + (a+1)^2 = 0 \qquad (22)$$

en posant $k = \frac{C_{gs}}{C}$ (21)

dont la solution est

$$x = \frac{a \cdot k \cdot Q_o \pm \sqrt{(a \cdot k \cdot Q_o)^2 - 4(a+1)^2}}{2} \qquad (24)$$

ou encore

$$x = \frac{1}{2}\left[\omega \cdot C_{gs} \cdot a \cdot R \pm \sqrt{(\omega \cdot C_{gs} \cdot a \cdot R)^2 - 4(a+1)^2} \right] \qquad (24)$$

Il existe donc deux valeurs de la variable auxiliaire x pour lesquelles (– R_e) = R **(fig. 4)**.

Pour avoir un sens physique, le terme sous le radical doit être positif, ce qui entraîne la condition

$$a \cdot k \cdot Q_o > 2(a+1)$$

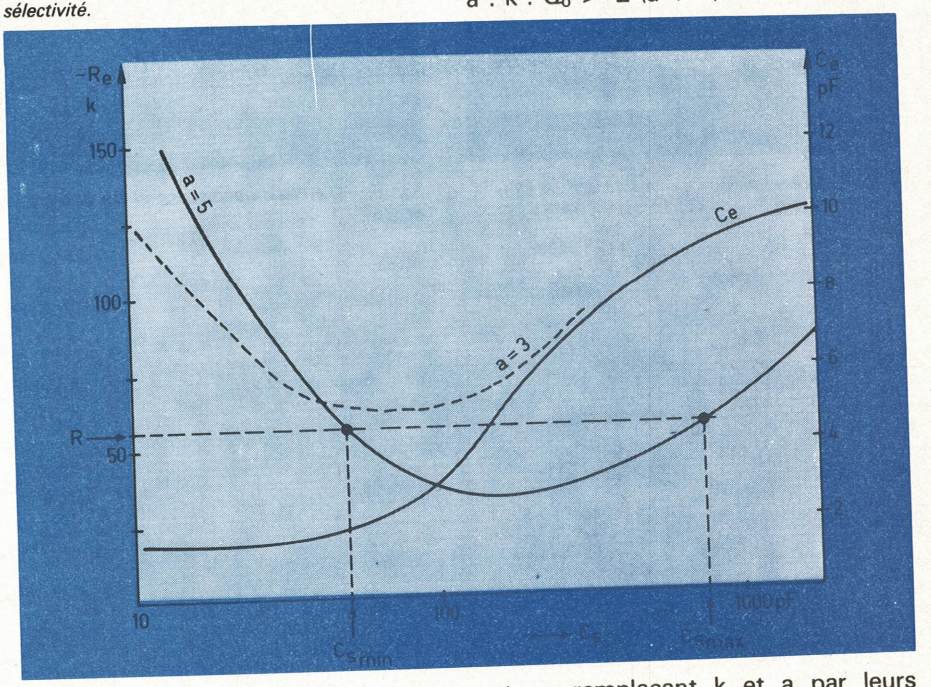


Fig. 4. – Pour une valeur donnée du paramètre a, il existe deux valeurs de C_s pour lesquelles (– R_e) = R. La capacité d'entrée C_e du montage croît avec C_s.

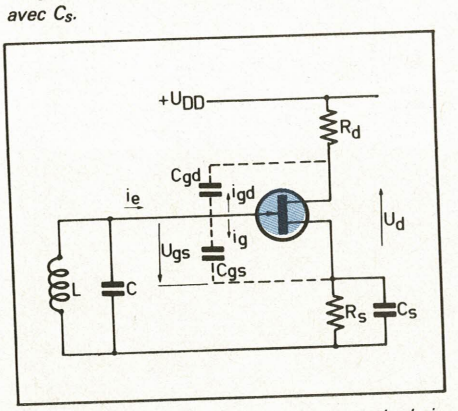


Fig. 5. – Calcul de l'effet d'une résistance de drain R_d sur (– R_e) et C_e.

et en remplaçant k et a par leurs valeurs, cette condition devient

$$\frac{C_{gs} \cdot Q_o}{C} > \frac{2(y_{fs} \cdot R_s + 1)}{y_{fs} \cdot R_s} \qquad (25\ a)$$

ou encore

$$\omega \cdot C_{gs} \cdot a \cdot R > 2(a+1) \qquad (25\ b)$$

Le désamortissement limite d'un circuit LC de qualité intrinsèque Q_o ne sera donc possible que pour une valeur déterminée du rapport C_{gs}/C.

Dans la pratique, $y_{fs} \cdot R_s$ sera au moins égal à l'unité, et souvent supérieur, ce qui signifie que le second membre de l'inégalité ci-dessus pourra pratiquement varier entre 2 et 4, d'où une condition pratique

$$\frac{C_{gs} \cdot Q_o}{C} > 3 \text{ à } 4 \qquad (25\ c)$$

ou encore

$$k \cdot Q_o > 3 \text{ à } 4 \qquad (25\ d)$$

Ceci laisse déjà prévoir qu'il sera parfois nécessaire d'augmenter la valeur de C_{gs} par une capacité d'appoint, à connecter entre porte et source du transistor à effet de champ.

Paramètres intervenant dans le fonctionnement

Effet d'une résistance de drain

Une résistance R_d **(fig. 5)** fait apparaître entre drain et source la tension u_{gs} amplifiée, telle que

$$u_d = - u_{gs} \cdot y_{fs} \cdot R_d$$

ce qui porte la différence de potentiel aux bornes de la capacité porte-drain (C_{gd}) à la somme

$$u_{gs} + u_d = u_{gs}(1 + y_{fs} \cdot R_d)$$

d'où un courant

$$i_{gd} = j\,\omega \cdot C_{gd}(1 + y_{fs} \cdot R_d)\, u_{gs}$$

Tout se passe donc comme si une capacité supplémentaire (effet Miller) de valeur $C_{gd}(1 + y_{fs} \cdot R_d)$ venait se mettre en parallèle sur C_{gs}, portant la capacité totale entre porte et drain à la valeur

$$C'_{gs} = C_{gs} + C_{gd}(1 + y_{fs} \cdot R_d) \qquad (26)$$

En remplaçant dans les relations (14) et (15) C_{gs} par C'_{gs} on trouve

$$(- R_e) = \frac{x^2 + (a+1)^2}{a \cdot x \cdot \omega\,[C_{gs} + (1 + y_{fs} \cdot R_d)\, C_{gd}]} \qquad (27)$$

et

$$C_e = [C_{gs} + C_{gd}(1 + y_{fs} \cdot R_d)] \frac{a + 1 + x^2}{x^2 + (a+1)^2} \qquad (28)$$

La résistance de drain a donc un double effet :

1) **Elle diminue la valeur de (– R_e)** et

facilitera par conséquent l'oscillation entretenue du circuit LC.

Dans la pratique, y_{fs} sera de l'ordre de 2 à $\geqslant 5$.

Avec $R_d \geqslant 1\ k\Omega$ et $C_{gd} = 2...\ 10$ pF, le terme

$$C_{gd}\ (1 + y_{fs}\ .\ R_d) \simeq 6...\ 60\ pF$$

La valeur de C_{gs} (en y incorporant la capacité parasite due au câblage) est de l'ordre de 8 à 20 pF. La présence de la résistance de drain contribuera donc dans une mesure non négligeable au désamortissement du circuit. La condition permettant d'obtenir la valeur minimum de $(-R_e)$ reste inchangée, soit $x_o = a + 1$.

2) **Elle augmente également la capacité dynamique d'entrée C_e** qui s'ajoute à la capacité C pour déterminer la capacité d'accord totale du circuit oscillant

$$C' = C + C_e$$

Ce dernier point doit être considéré comme un inconvénient, car pour une inductance donnée, il en résultera une diminution de la fréquence maximum d'oscillation, indépendamment des limitations inhérentes au comportement du transistor à effet de champ aux hautes fréquences (voir paragraphe 5.3).

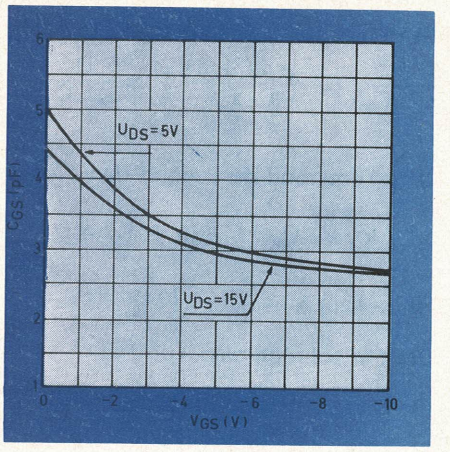


Fig. 6. – Variation de C_{gs} en fonction de la tension de polarisation U_{GS} et de U_{DS}.

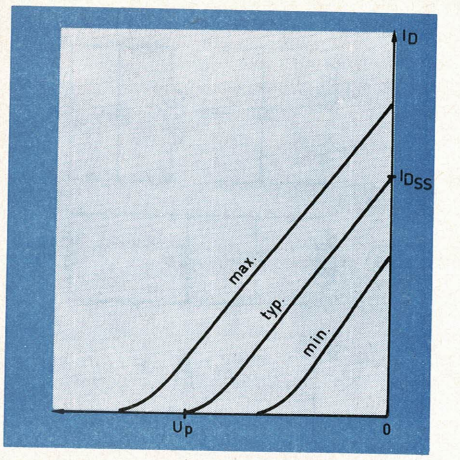


Fig. 8. – Plage de dispersion de la caractéristique de transfert d'un T.E.C.

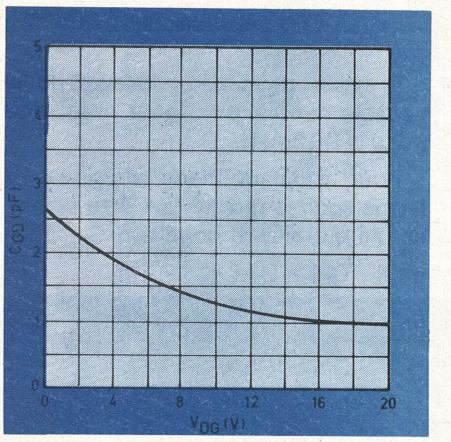


Fig. 7. – Variation de C_{gd} en fonction de U_{GD}.

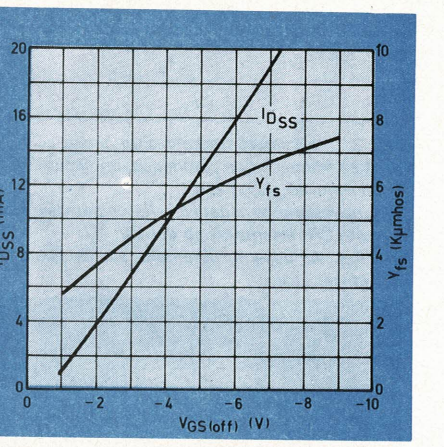


Fig. 9. – Corrélation entre I_{DSS} et U_P et entre y_{fs} et U_P.

Effet du point de fonctionnement du transistor

2) Variations de capacité

Dans un T.E.C. les capacités entre porte et source (C_{gs}) et entre drain et porte (C_{gd}) varient avec la valeur de la tension de polarisation de porte ($-U_{GS}$) et avec la tension d'alimentation entre drain et source (U_{DS}) **(fig. 6 et 7)**.

Le courant de drain n'affecte pratiquement pas la valeur des capacités.

Pour des tensions U_{GS} inférieures à la tension de pincement (U_p) la capacité varie en raison inverse de U_{GS}. Lorsque U_{GS} se rapproche de U_p on observe souvent une variation relativement brusque de C_{gs} qui se fixe ensuite à une valeur plus ou moins constante **(fig. 11)**.

A une tension U_{DS} réduite correspondent, à une tension U_{GS} donnée, des capacités C_{gs} et C_{gd} plus grandes.

Comme $(-R_e)$ est inversément proportionnelle à C_{gs} (ou à C'_{gs} si $R_d = 0$) on aura donc avantage à faire fonctionner le montage oscillateur avec une tension d'alimentation assez élevée et avec une grande résistance R_s (voir paragraphe 9).

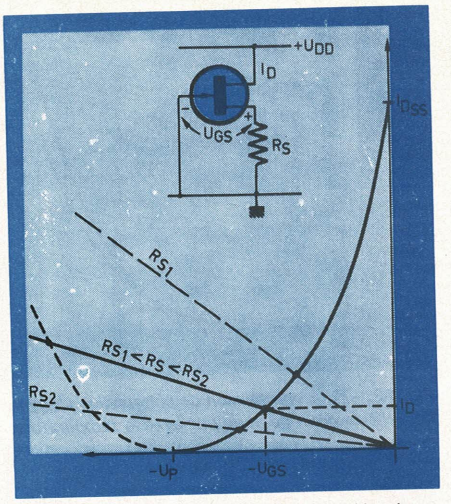


Fig. 10. – Le point de fonctionnement U_{GS}-I_D se trouve à l'intersection de la caractéristique de transfert et de la droite de coefficient angulaire $1/R_s$.

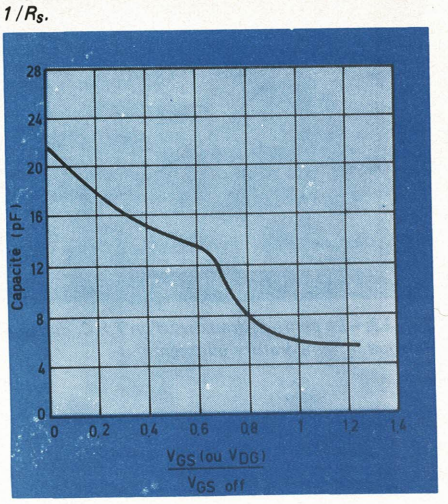


Fig. 11. – Lorsque U_{GS} se rapproche de U_P, la capacité C_{gs} subit souvent une variation relativement brusque et se maintient à une valeur plus ou moins constante pour U_{GS} U_P.

2) Variations de la pente de transfert

a) **Calcul théorique du point de fonctionnement statique en fonction de la résistance de source R_s**

Pour un T.E.C. on peut admettre avec une très bonne approximation que la caractéristique I_D-U_{GS} (pour U_{DS} = Cte) est une parabole répondant à l'équation

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 \qquad (29)$$

I_{DSS} = courant de drain pour $U_{GS} = 0$.
U_P = tension de pincement pour laquelle $I_D = 0$.

La dispersion des valeurs de I_{DSS} et de U_P pour un T.E.C. de type donné est assez grande **(fig. 8)**. Il existe toutefois une corrélation très étroite et approximativement linéaire – entre le courant de drain I_{DSS} et U_P **(fig. 9)**, de la forme

$$I_{DSS} = Y_o \cdot U_P - I_o \qquad (30)$$

La pente de transfert

$$y_{fs} = \left(\frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}}\right) = \frac{2 \cdot I_{DSS}}{U_P}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right) \qquad (31)$$

Le T.E.C. étant polarisé par une résistance de source R_s **(fig. 10)**

$$U_{GS} = I_S \cdot R_s$$

et en absence de courant de porte

$$U_{GS} = I_D \cdot R_s$$

En remplaçant I_D par sa valeur tirée de (29) et en groupant les termes en U_{GS} on trouve la relation

$$Y \cdot R_s \cdot U^2_{GS} \cdot U_P - (2\ Y\ R_s + 1)\ U_P\ U_{GS} + I_{DSS}\ R_s\ U_P = 0$$

avec

$$Y = \frac{I_{DSS}}{U_P}$$

dont la solution est

$$U_{GS} = U_P \frac{(2\ Y \cdot R_s + 1) \pm \sqrt{1 + 4\ Y \cdot R_s}}{2\ Y \cdot R_s}$$

La solution $U_{GS} > U_P$ est à rejeter, soit finalement

$$U_{GS} = U_P \frac{(2\ Y \cdot R_s + 1) - \sqrt{1 + 4\ Y \cdot R_s}}{2\ Y \cdot R_s} \qquad (32)$$

b) **Valeur théorique du paramètre $a = y_{fs} \cdot R_s$**

En introduisant dans l'expression de y_{fs} (31) la valeur de U_{GS} donnée par (32) on trouve aisément

$$a = y_{fs} \cdot R_s = \sqrt{1 + 4\ Y \cdot R_s} - 1 \qquad (33)$$

et

$$y_{fs} = \frac{1}{R_s}\sqrt{1 + 4\ Y \cdot R_s} - 1 \qquad (34)$$

Le facteur $Y = I_{DSS}/U_P$ est une caractéristique du transistor à effet de champ, pratiquement indépendante de la dispersion.

Limites de fonctionnement aux très hautes fréquences

L'examen de l'expression (14) donnant la valeur de $(-R_e)$ semble conduire à la conclusion qu'il sera d'autant plus facile de satisfaire la condition d'oscillation $(-R_e < R)$ que la fréquence sera élevée.

Il convient cependant d'examiner ce que devient la composante réelle de l'impédance d'entrée aux très hautes fréquences pour lesquelles la pente de transfert y_{fs} et l'admittance d'entrée y_{gs} deviennent complexes.

On a alors

$$\bar{y}_{fs} = g_{fs} + jb_{fs} \qquad (35)$$

et

$$\bar{y}_{gs} = g_{gs} + jb_{gs} \qquad (36)$$

avec

$$b_{gs} = \omega \cdot C_{gs} \qquad (37)$$

L'admittance d'entrée peut encore se calculer par l'expression (5) dans laquelle on remplace $1/\bar{Z}_{gs}$ par $\bar{y}_{gs}$, et l'on trouve

$$\bar{y}_e = \frac{(g_{gs} + jb_{gs})(1 + jx)}{1 + A + j(x + B)}$$

avec les paramètres auxiliaires

$$A = g_{fs} \cdot R_s \qquad (38)$$

$$B = b_{fs} \cdot R_s \qquad (39)$$

$$x = \omega\ C_s\ R_s \qquad (40)$$

On en déduit aisément

$$y_e = g_e + jb_e$$

avec

$$g_e = \frac{(1 + A)(g_{gs} - x \cdot b_{gs}) + (x + B)(b_{gs} + x \cdot g_{gs})}{(1 + A)^2 + (x + B)^2} \quad (41)$$

et

$$b_e = \frac{(1 + A)(b_{gs} + x \cdot g_{gs}) - (x + B)(g_{gs} - x \cdot b_{gs})}{(1 + A)^2 + (x + B)^2} \quad (42)$$

Dans les expressions ci-dessus, il n'a cependant pas été tenu compte de l'admittance de transfert inverse (qui vient s'ajouter à y_e en l'absence d'une impédance de drain).

Moyennant cette restriction, la partie résistive de l'impédance d'entrée prend la forme

$$R_e = \frac{(1 + A)^2 + (x + B)^2}{(1 + A)(g_{gs} - x \cdot b_{gs}) - (x + B)(b_{gs} + x \cdot g_{gs})} \quad (43)$$

Pour que R_e soit négative, deux conditions doivent être réalisées :

1re condition :

$$x \cdot b_{gs} > g_{gs} \quad (44)$$

soit encore

$$x > \frac{g_{gs}}{b_{gs}}$$

2e condition :

$$(1 + A)(x \cdot b_{gs} - g_{gs}) > (x + B)(b_{gs} + x \cdot g_{gs}) \quad (45)$$

qui peut encore se mettre sous la forme

$$x(A \cdot b_{gs} - B \cdot g_{gs}) - x^2 \cdot g_{gs} > B \cdot b_{gs} + (1 + A)\, g_{gs} \quad (46)$$

Notons que dans la pratique, en-dessous de 100 MHz, g_{gs} est au moins un ordre de grandeur plus petit que b_{gs} et que b_{fs} est également petit par rapport à g_{fs}.

Les deux conditions ci-dessus pourront donc être facilement réalisées même au-delà de 100 MHz, si l'on utilise des transistors à effet de champ du type haute fréquence.

L'impédance d'entrée du montage se compose donc d'une résistance négative dynamique

$$(-R_e) = \frac{(1 + A)^2 + (x + B)^2}{(1 + A)(xb_{gs} - g_{gs}) - (x + B)(b_{gs} + xg_{gs})} \quad (47)$$

associée à une susceptance

$$b_e = \frac{(1 + A)(b_{gs} + x \cdot g_{gs}) + (x + B)(x \cdot b_{gs} - g_{gs})}{(1 + A)^2 + (x + B)^2} \quad (48)$$

Le tableau ci-après donne les valeurs numériques des paramètres qui nous intéressent pour les transistors BFW 10 et BF 245 :

f	$g_{fs} \cdot 10^{-3}$		$b_{fs} \cdot 10^{-3}$		$g_{gs} \cdot 10^{-6}$		$b_{gs} \cdot 10^{-3}$	
	BFW10	BF245	BFW10	BF245	BFW10	BF245	BFW10	BF245
20 MHz	4,9	5	0	– 0,18	4,5	6,5	0,43	0,33
50 MHz	4,9	5	0	– 0,5	23	20	1,0	1,2
100 MHz	4,85	5	– 0,35	– 1	80	70	2,1	3
200 MHz	4,8	5	– 1,2	– 3	270	280	4	7,5
500 MHz	4,75	4,9	– 3,5	...	1200	...	10	...

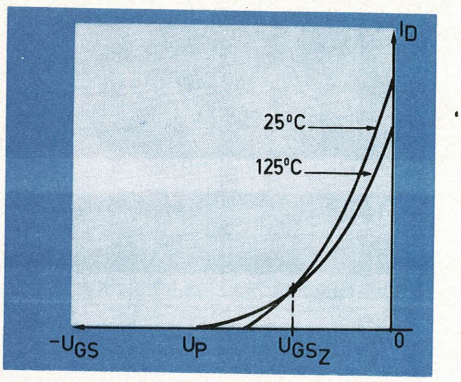


Fig. 12. – Pour une tension de polarisation U_{GSZ} le courant de drain ne varie pas avec la température.

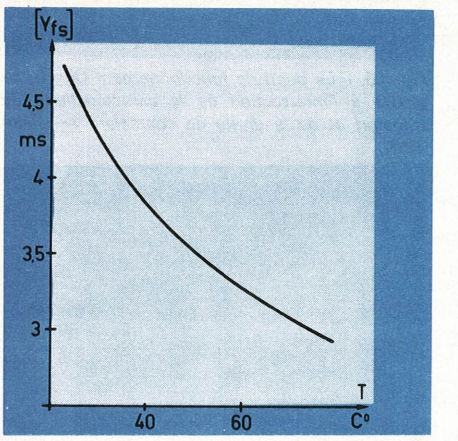


Fig. 13. – La pente de transfert d'un T.E.C. diminue lorsque la température augmente.

Dans la mesure où l'on peut négliger g_{gs} par rapport à b_{gs}, l'expression (47) de $(-R_e)$ prend la forme simplifiée

$$(-R_e) = \frac{(1+A)^2 - (x+B)^2}{b_{gs} \cdot x\,(A+B) - (x+B)(b_{gs} + x \cdot g_{gs})} \quad (49)$$

Aux fréquences inférieures à une centaine de MHz, le terme en $x \cdot g_{gs}$ est généralement négligeable par rapport à b_{gs}, ce qui donne

$$(-R_e) = \frac{1}{b_{gs}} \frac{(1+A)^2 + (x+B)^2}{A \cdot x - B} \quad (50)$$

La valeur de x qui annule la dérivée $[d(-R_e)/dx]$ rend $(-R_e)$ minimum, soit

$$x_0 = \frac{B \pm (A+1)\sqrt{B^2 + A^2}}{A}$$

Comme la valeur de x_0 doit être positive, le signe (–) entre les deux termes du numérateur est à rejeter, d'où

$$(-R_e)_{min} = \frac{2(A+1)}{b_{gs} \cdot A^2}\left[\sqrt{A^2 + B^2} + B\right]$$

$$= \frac{2(A+1)}{b_{gs} \cdot A}\left[\sqrt{1 + \left(\frac{B}{A}\right)^2} + \frac{B}{A}\right]$$

et si $B/A = b_{fs}/g_{fs} \leqslant 1$

$$(-R_e)_{min} = \frac{2(A+1)}{b_{gs} \cdot A}\left(1 + \frac{B}{A}\right) \quad (51)$$

Un T.E.C. du type « haute fréquence » pourra donc aisément convenir pour réaliser un oscillateur fonctionnant à plusieurs centaines de MHz, mais il est évident que la configuration du circuit résonant sera alors celle d'une ligne de transmission court-circuitée à son extrémité.

La stabilité de la fréquence d'oscillation

Effet des variations des capacités

La fréquence d'oscillation en régime établi n'est autre que la fréquence de résonance propre du circuit LC désamorti, soit

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_t}}$$

C_t étant la capacité d'accord totale du résonateur, constituée par la mise en parallèle d'une capacité matérielle C, de la capacité d'entrée dynamique C_e du montage et de la capacité entre drain et porte, si le drain est parfaitement découplé vers la masse ($R_d = 0$) :

$$C_t = C + C_e + C_{gd}$$

soit encore

$$C_t = C + C_{gs}\frac{(a+1) + x^2}{x^2 + (1+a)^2} + C_{gd} \quad (52)$$

Avec une résistance de drain

$$C_t = C + \left(C_{gs} + C_{gd}(1 + y_{fs} R_d)\frac{a + 1 + x^2}{x^2 + (1+a)^2}\right) \quad (53)$$

Notons que C_{gs} peut être éventuellement la résultante de la capacité porte-source du T.E.C. et d'une capacité d'appoint connectée en parallèle dans le but d'obtenir une résistance négative suffisamment petite.

Cette capacité supplémentaire – d'une technologie garantissant une haute stabilité (céramique classe I, mica, etc.) – aura par ailleurs un effet bénéfique sur la stabilité en fréquence de l'oscillateur.

Comme nous l'avons fait remarquer au paragraphe 5.2, les capacités C_{gs} et C_{gd} varient avec les tensions U_{DS} et U_{GS} et il en résulte que l'on aura avantage à utiliser une tension d'alimentation U_{DS} élevée tout en polarisant le T.E.C. relativement près du point de pincement, par l'emploi d'une résistance R_s de valeur relativement élevée.

Enfin, le facteur

$$\frac{(a+1) + x^2}{x^2 + (1+a)^2}$$

qui intervient dans l'expression de la capacité d'entrée C_e affecte très peu la stabilité en fréquence, plus particulièrement pour des valeurs de x voisines de x_{max} (voir courbe C_e en fonction de C_s, **fig. 4**).

Effet des variation de la tension d'alimentation

La tension U_{DS} agit en ordre principal sur les capacités et son effet se manifeste assez fortement en présence d'une résistance de drain R_d (voir éq. 28).

Les mesures effectuées sur un oscillateur LC réglé pour fonctionner sur une fréquence nominale de 500 kHz ont donné les résultats suivants pour U_{DSS} variant entre 15 V et 8 V :

x	R_d	$\Delta f/f_o$ en %
1,8	0	0,042
4,85	0	0,039
1,8	1,2 kΩ	0,084

On remarquera l'effet désastreux de la résistance de drain, et l'avantage d'une valeur élevée du paramètre x.

Effet de la température

On sait qu'un T.E.C. possède un point de fonctionnement à dérive nulle qui correspond à une tension de polarisation critique (**fig. 12**)

$$U_{GSZ} = U_P + \frac{2 \cdot p}{q}$$

et un courant de drain

$$I_{DZ} = I_{DSS}\left(\frac{2 \cdot p}{q \cdot U_P}\right)^2$$

où p = 0,667 %/°C,
q = – 2,2 mV/°C, et par conséquent

$$\frac{2p}{q} = \frac{-2 \times 2{,}2 \cdot 10^{-3}}{0{,}667/100} = -0{,}64\ V$$

Le courant I_D à dérive nulle devient par conséquent

$$I_{DZ} = I_{DSS}\left(\frac{0{,}64}{U_P}\right)^2$$

En tirant R_s de la relation (30) et en y remplaçant U_{GS} par sa valeur U_{GSZ} ci-dessus on trouve

$$R_s = \frac{2{,}25\ U_P^2\ (U_P - 0{,}64)}{I_{DSS}} \quad (54)$$

Comme y_{fs} diminue lorsque la température augmente, l'on aura donc avantage à faire fonctionner le transistor en un point de fonctionnement voisin de U_{GSZ} (**fig. 13**).

Si une haute stabilité en fréquence est désirée, il sera intéressant de calculer la valeur de C_s de manière à obtenir une valeur de x qui réalise la condition d'oscillation limite (éq. 24) pour laquelle l'amplitude de la tension d'oscillation sera petite.

Les classes de fonctionnement de l'oscillateur

Si l'on calcule la valeur de C_s pour la condition d'auto-oscillation limite (éq. 24), l'amplitude de la tension d'oscillation aux bornes du circuit LC sera petite et le point de fonctionnement du transistor reste pratiquement celui au repos, déterminé par la résistance R_s qui assure la polarisation automatique.

Rappelons qu'il existe normalement deux valeurs de C_s qui répondent à la condition limite $(-R_e) = R$.

Pour des valeurs comprises entre C_{smin} et C_{smax}, l'oscillation prend une amplitude élevée, limitée uniquement par la non-linéarité de la caractéristique de transfert **(fig. 14)**.

Alors que pour les valeurs de C_s voisines de C_{smin} et C_{smax}, l'oscillateur fonctionne en classe A, le point de fonctionnement passe franchement en classe C dès que l'amplitude dépasse la valeur de la tension de pincement du transistor utilisé **(fig. 15)**.

Les alternances positives de la tension d'oscillation produisent alors un courant de porte dont la valeur moyenne s'ajoute au courant de drain pour donner le courant moyen de source qui détermine une polarisation **en régime établi**

$$U_{GS} = - U_S = R_S (I_{Gmoy} + I_{Dmoy})$$

La forme d'onde de la tension aux bornes du circuit LC reste cependant bien sinusoïdale grâce au facteur de qualité élevé du circuit oscillant désamorti.

Par contre, la tension alternative apparaissant aux bornes du circuit de source est fortement déformée.

La tension u_s est déphasée par rapport à u_g d'un angle de $(-45°)$ lorsque $x = a + 1$ (amplitude d'oscillation maximum).

Pour une valeur quelconque de x pour laquelle l'auto-entretien des oscillations est encore assuré, l'angle de déphasage entre u_s et u_g est donné par la relation

$$\varphi = \text{arc tg } \frac{-x}{1+a}$$

La branche descendante de u_s est une exponentielle de décharge de C_s dans R_s, de constante de temps $\theta_s = R_s C_s$ (environ 2 μs dans le cas illustré par la **photo A** relevée sur un oscillateur à cristal, 200 kHz ; sensibilité verticale 2 V/division ; vitesse de balayage 1 μs/division).

La tension continue de source (et donc aussi la valeur moyenne du courant de source) n'a pas la même valeur pour une même valeur de l'amplitude d'oscillation obtenue pour des valeurs différentes de C_s. Notons enfin qu'à la valeur de C_s calculée à partir de la valeur optimale

$$x = (a + 1) = x_{min} \cdot x_{max}$$

ne correspond pas exactement l'amplitude d'oscillation maximum, car par suite du fonctionnement en classe C, la pente de transfert y_{fs} varie au cours du cycle d'oscillation.

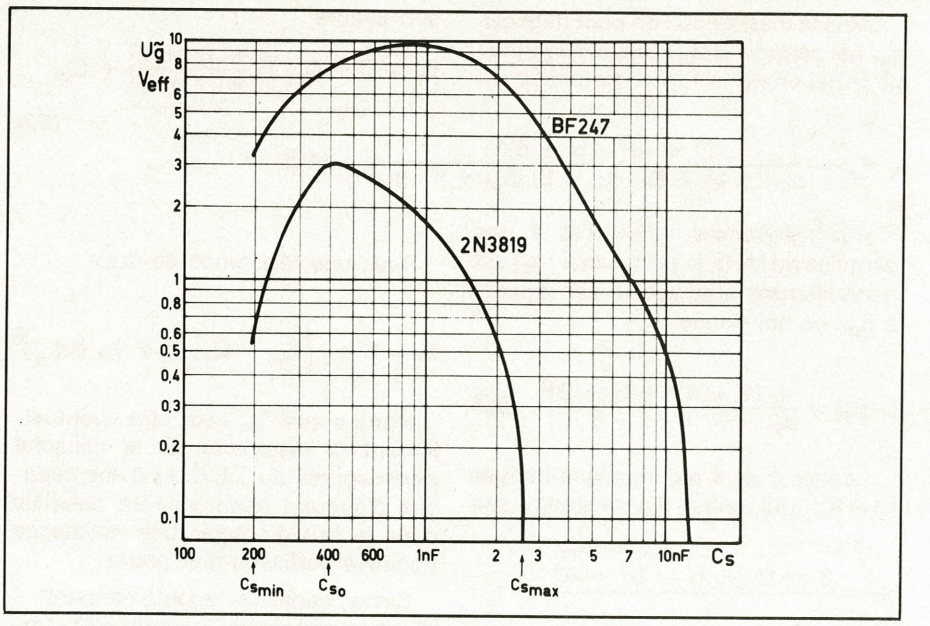


Fig. 14. – Valeurs de la tension d'oscillation relevées sur deux montages répondant au schéma de la figure 5, mais utilisant des T.E.C. de types différents.

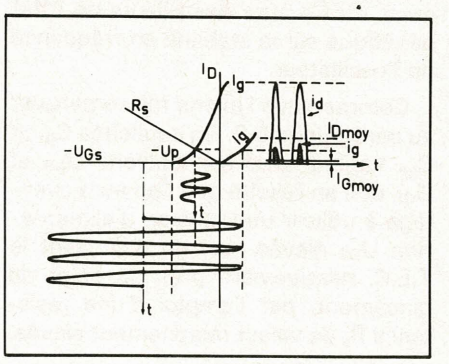


Fig. 15. – Fonctionnement en classe C aux fortes amplitudes d'oscillation.

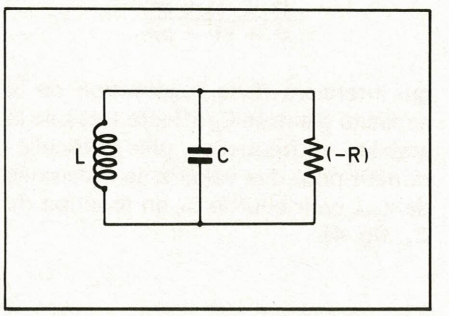


Fig. 16. – Circuit LC désamorti par une résistance négative (– R).

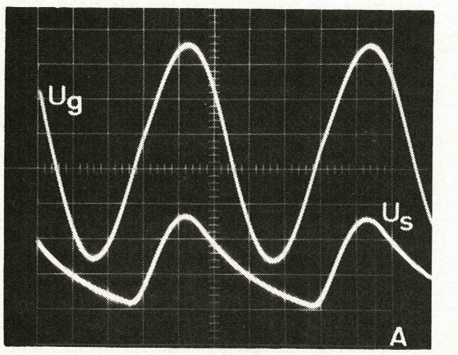


Photo A. – Oscillogrammes de la tension d'oscillation U_g et de la tension de source U_s relevés sur un oscillateur à cristal 200 kHz, transistor 2N3819, R_s = 2,7 kΩ, R_d = 1,2 kΩ, U_{DD} = 15 V et C_s = 750 pF.

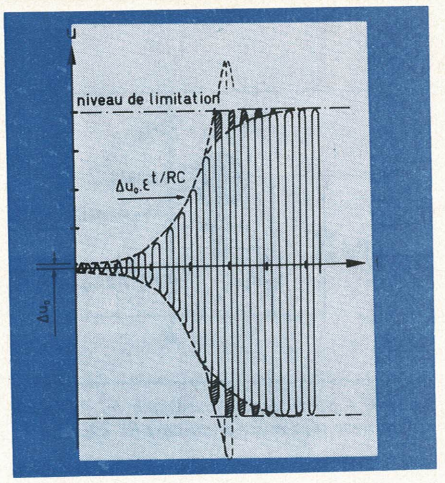
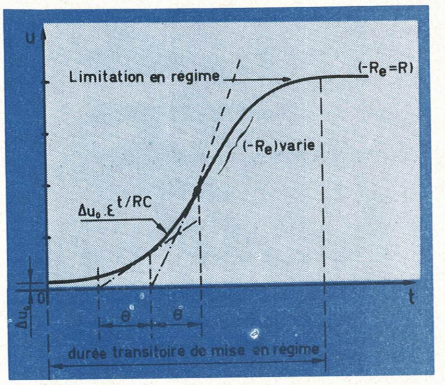


Fig. 17. – Etablissement transitoire du régime d'oscillation.



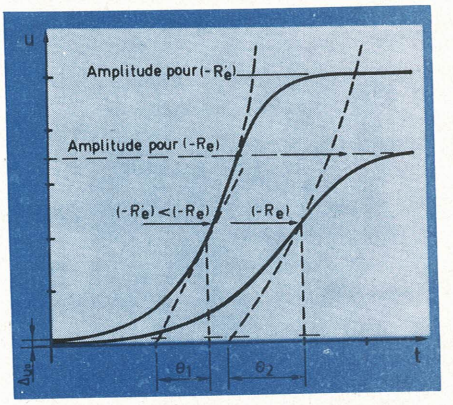


Fig. 18. et 19. – Courbes de mise en régime de l'oscillateur à résistance négative dynamique.

Le régime transitoire d'établissement des oscillations

Considérons un circuit LC shunté par une résistance négative (– R) **(fig. 16)**. Si l'on suppose que la valeur de (– R) est constante, la solution de l'équation différentielle relative à ce circuit

$$\frac{d^2u}{dt^2} - \frac{1}{R.C}\frac{du}{dt} + \frac{u}{L.C} = 0$$

conduit à la solution générale de la forme

$$u = A . \varepsilon^{\alpha t} . \sin \omega t \qquad (55)$$

avec

$\alpha = 1/2CR$

$\omega = 1/\sqrt{LC}$

$A = \Delta u_o$ = amplitude de l'ébranlement électrique initial excitant le circuit (bruit, établissement du courant dans le transistor).

Le circuit désamorti par une résistance négative sera donc le siège d'une oscillation sinusoïdale d'amplitude théoriquement indéfiniment croissante avec une constante de temps

$$\theta = \frac{1}{\alpha} = CR$$

L'enveloppe de cette oscillation répond au coefficient de sin ωt de l'expression (55), soit

$$\Delta u_o . \varepsilon^{t/RC}$$

Pratiquement, l'amplitude se stabilisera rapidement à une valeur qui est limitée par les non-linéarités inhérentes au système **(fig. 17)** :

– saturation du transistor ;

– courant de porte, donnant lieu à une résistance positive de valeur décroissante au fur et à mesure que l'amplitude de l'oscillation augmente ;

– la valeur de la résistance d'entrée négative (– R_e) varie au cours du transitoire d'établissement, notamment par déplacement du point de fonctionnement (passage de la classe A vers la classe C aux fortes amplitudes).

La limitation de l'amplitude est donc finalement un phénomène interne au transistor, mais pour un transistor donné, l'amplitude en régime permanent sera d'autant plus grande que le désamortissement du circuit LC sera plus grand.

Ainsi, l'utilisation d'une résistance de drain R_d, qui diminue la valeur de (– R_e) conformément à l'expression (27), diminue la constante de temps initiale au démarrage et permet à l'oscillateur d'atteindre, en un temps plus court, une amplitude plus grande en régime établi **(fig. 18 et 19)**.

L'étude expérimentale à l'oscilloscope à mémoire vérifie parfaitement les prévisions théoriques.

Nous avons réalisé un oscillateur à quartz (200 kHz) qui, avec un désamortissement critique (correspondant à la valeur de x calculée par la relation (24), accuse une durée transitoire de mise en régime de 5 à 6 secondes, avec une constante de temps $\theta = 0{,}81$, ce qui correspond à $g_{gs} \simeq 10^{10}\ \Omega$ et $C_{tot} \simeq 12$ pF.

Conclusions et applications

Le circuit oscillateur que nous venons de décrire est d'un fonctionnement sûr et stable et ne fait appel qu'à un nombre minimum de composants.

Les résultats mesurés et les calculs théoriques sont en parfaite concordance.

C'est ce qui nous a permis d'élaborer une **méthode de calcul pratique**.

Choix du transistor

Pour f < 20 MHz, pratiquement tous les T.E.C. actuellement sur le marché peuvent convenir.

Aux fréquences supérieures à quelques dizaines de MHz, le T.E.C. à canal N s'impose (la mobilité des électrons étant environ deux fois plus grande que celle des trous, la fréquence limite supérieure d'utilisation d'un T.E.C. à canal N sera deux fois plus élevée que celle d'un T.E.C. à canal P).

Au-delà de 100 MHz, il faut faire appel à des types spécialement conçus pour les très hautes fréquences : on examinera plus particulièrement les courbes donnant les paramètres g_{gs}, b_{gs}, g_{fs} et b_{fs} en fonction de la fréquence.

Le choix du transistor étant fait, on trouve les valeurs U_P, I_{DSS}, etc., et on pourra en déduire – éventuellement après mesure – la valeur du paramètre $y = I_{DSS}/U_P$.

Détermination des éléments du montage

a) Les caractéristiques du circuit oscillant

– Circuit oscillant LC conventionnel :

La fréquence de travail permettra de déterminer les éléments L et C et l'on en déduit les valeurs de

Q_o et de $R = Q_o\sqrt{\frac{L}{C}}$

– Quartz oscillateur

Dans ce cas, la valeur de R est pratiquement celle de la résistance de fuite de porte ($R_g \geqslant 100\ k\Omega$).

B) La résistance de source R_s

Pour une stabilité en température optimale, on fixe le fonctionnement au point de dérive nulle, correspondant à (éq. 54)

$$R_s = \frac{2{,}25\ U^2_P\ (U_P - 0{,}64)}{I_{DSS}}$$

La valeur numérique ainsi calculée sera généralement de l'ordre de quelques kΩ et ne conviendra pratiquement que pour les fréquences relativement basses (inférieures à quelques MHz).

Aux fréquences plus élevées, on prendra pour R_s une valeur comprise entre une centaine d'ohms et un kiloohm. Ceci permettra en effet de lui adjoindre un condensateur C_s dont la valeur est grande par rapport à l'ensemble des capacités parasites du montage (câblage, etc.).

c) Evaluation du paramètre auxiliaire (valeur théorique a_{th})

$$a_{th} = \sqrt{1 + 4\ Y\ .\ R_s} - 1$$

Sauf si l'on choisit délibérément de faire travailler l'oscillateur très près de la limite d'auto-entretien, le montage fonctionnera en classe C, d'où déplacement du point de fonctionnement vers la région de pincement. Il en résultera une **valeur moyenne** de la pente de transfert y_{fs} – et donc aussi du paramètre auxiliaire a – inférieure à celle calculée par la relation ci-dessus (éq. 33).

L'expérience acquise au cours d'un très grand nombre de mesures nous a montré que la valeur effective du paramètre a peut dans ce cas être évaluée avec une approximation très valable, en multipliant la valeur théorique par un coefficient de correction compris entre 0,6 et 0,7.

d) Calcul des valeurs extrêmes de C_s

I) Evaluer la valeur du rapport $k = C_{gs}/C$ qui vérifie la condition

$$a\ .\ k\ .\ Q_o > 2\ (a + 1)$$

et si nécessaire, connecter un condensateur d'appoint entre porte et source (augmentant $C_{gstotal}$).

II) Aux hautes fréquences ($F \geqslant$ quelques dizaines de MHz), vérifier si

$$k\ .\ Q_o\ .\ A - 2\ .\ B > 2\sqrt{(1 + A)^2 + B^2 + k\ .\ Q_o\ .\ B}$$

avec $A = g_{fs}\ .\ R_s$

$B = b_{fs}\ .\ R_s$

III) Calculer les valeurs du paramètre x par les formules (24) ou (51) et en déduire les valeurs théoriques

$$C_{s1} = \frac{x_1}{\omega\ R_s} \text{ et } C_{s2} = \frac{x_2}{\omega\ R_s}$$

IV) Pour assurer le démarrage de l'oscillateur, on prendra pour x une valeur comprise entre

$$x_{min} = 1{,}2\ x_1 \text{ et } x_{max} = 0{,}8\ x_2$$

Pour une amplitude d'oscillation maximum, on calcule C_s par la relation

$\omega\ .\ C_s\ .\ R_s =$

$a + 1$ pour $f \leqslant 20$ MHz

ou

$$\omega\ .\ C_s\ .\ R_s = \frac{B + (A + 1)\sqrt{B^2 + A^2}}{A}$$

Quelques exemples

a) Oscillateur 500 kHz à circuit LC conventionnel (fig. 20)

Bobine blindée, à noyau de ferrite

$L = 560\ \mu H$; $Q_o = 80$ à 0,5 MHz

Capacité d'accord : C = 180 pF.

Transistor BF 245 pour lequel

$Y = I_{DSS}/U_P = 3 \ldots 3{,}5$ mA/V

$C_{gs} = 4$ pF

$C_{gd} = 1{,}1$ pF

Tension d'alimentation $U_{DD} = 15$ V ; $R_s = 2{,}2\ k\Omega$; $R_d = 1{,}2\ k\Omega$.

Nous calculons la valeur de C_s pour obtenir une amplitude d'oscillation maximum, soit

$x_o = a + 1$ (éq. 18)

(éq. 33)

$$a_{th} = \sqrt{1 + 4\ Y\ .\ R_s} - 1 = 4{,}23$$

soit

$a = (0{,}6 \ldots 0{,}7)\ a_{th} = 2{,}53 \ldots 2{,}96$

et

$x_o = 3{,}33 \ldots 3{,}96$

$$C_{sopt} = \frac{x_o}{\omega\ .\ R_s} = 510\ pF \ldots 573\ pF$$

Nous avons trouvé expérimentalement $C_{sopt} = 520$ pF.

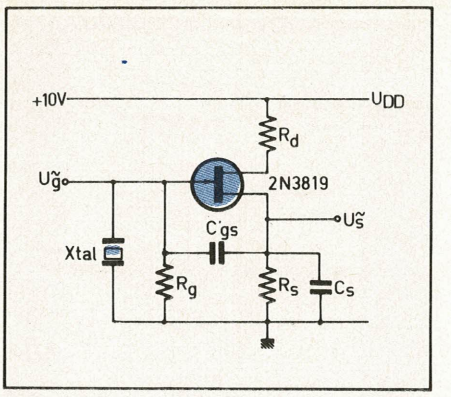


Fig. 20. – Schéma d'un oscillateur LC (500 kHz) réalisé avec un transistor du type BF 245.

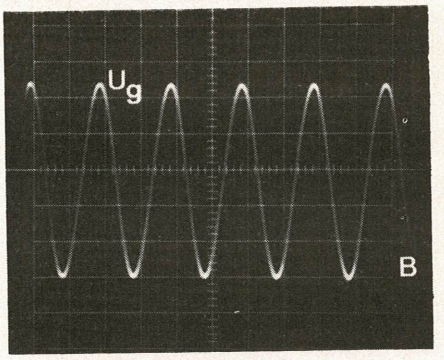


Photo B. – La tension U_g mesurée aux bornes du circuit LC de l'oscillateur de la figure 20, dans les conditions suivantes : R_s = 2,2 kΩ, R_d = 1,2 kΩ, C_s = 520 pF (sensibilité verticale : 0,5 V/division).

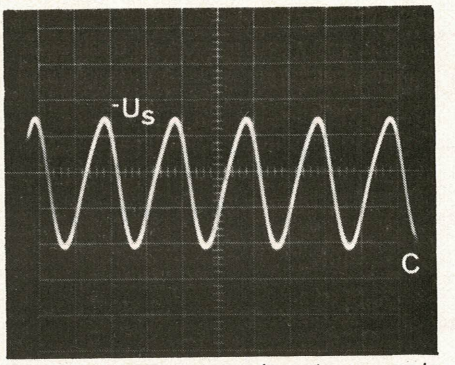


Photo C. – Tension U_s mesurée sur le montage de la figure 20.

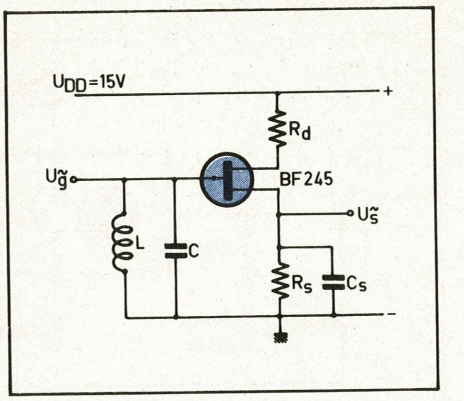


Fig. 21. – Oscillateur à cristal, 500 kHz.

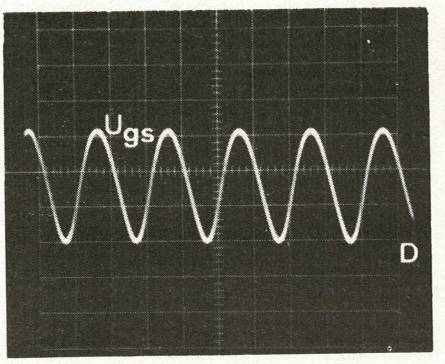


Photo D. – Tension U_{gs} entre porte et drain, mesurée sur le montage de la figure 20.

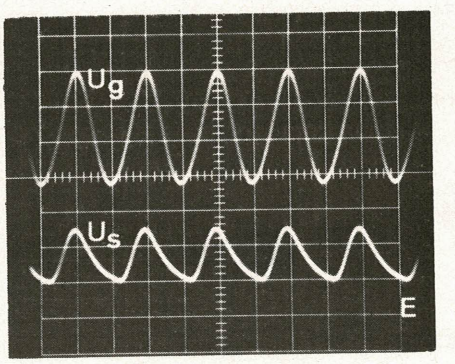


Photo E. – Signaux U_g et U_s relevés sur l'oscillateur à cristal de la figure 21, avec R_s = 2,7 kΩ, C_{gs} supplémentaire 56 pF, C_s = 560 pF, R_g = 10 MΩ, R_d = 0 (sensibilité verticale 1 V/div.).

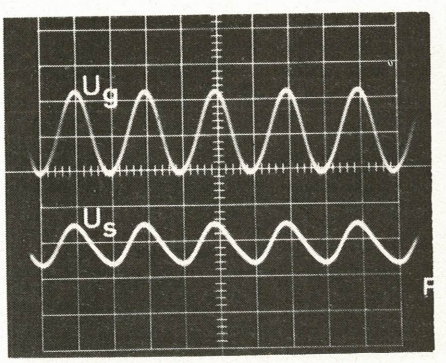


Photo F. – Oscillateur de la figure 21, avec C_s = 930 pF et R_g = 1 MΩ.

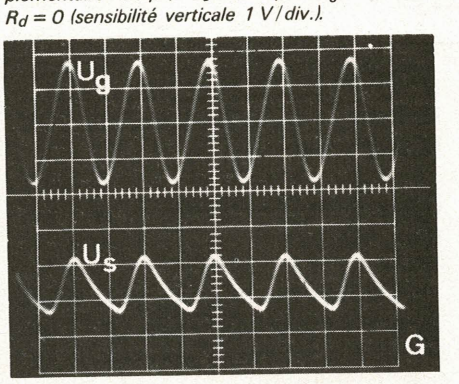


Photo G. – Oscillateur de la figure 21, avec R_d = 1,2 kΩ, C_s = 560 pF, C_{gs} d'appoint 15 pF (sensibilité verticale 1 V/div.).

La **photo B** donne la tension alternative U_g relevée aux bornes de L (0,5 V/division) en utilisant une sonde à haute impédance (10 MΩ).

On obtient par conséquent une tension d'oscillation 500 kHz de valeur crête-à-crête de 5,4 x 0,5 = 2,7 V (valeur efficace environ 1 V).

La **photo C** montre la tension alternative U_s aux bornes de R_sC_s (1,85 V crête-à-crête) et la **photo D** donne la tension différentielle U_{gs} entre porte et source (valeur de crête-à-crête 1,6 V).

b) Oscillateur à quartz – 500 kHz

Transistor 2N3819 – U_{DD} = 10 V

$C_{gs} \simeq 8$ pF

$Y = I_{DSS}/U_P$ = 1,5 à 2,5 mA/V

R_s = 2,7 kΩ

R_g = 10 MΩ (sonde d'oscilloscope)

Dans un premier montage, nous avons connecté une capacité d'appoint de 56 pF entre porte et source du T.E.C.

La **photo E** donne l'oscillogramme de la tension oscillante U_g aux bornes du cristal (3,2 V crête-à-crête) et la tension alternative de source U_s (1,5 V crête-à-crête) avec C_s = 560 pF.

Avec C_s = 930 pF et R_g = 1 MΩ l'amplitude d'oscillation a diminué **(photo F)** et nous avons noté une durée transitoire d'établissement du régime d'environ 2 secondes.

La **photo G** montre les signaux U_g et U_s obtenus dans le même montage mais avec une capacité d'appoint de 15 pF entre porte et source, R_g = 5 MΩ, C_s = 560 pF et avec une résistance de drain R_d = 1,2 kΩ.

On notera l'avantage de cette dernière qui permet d'obtenir environ la même amplitude d'oscillation que dans le cas de la **photo B** avec une capacité C_{gs} plus faible.

Enfin, si dans ce dernier montage on porte la valeur de C_s à 1200 pF (valeur

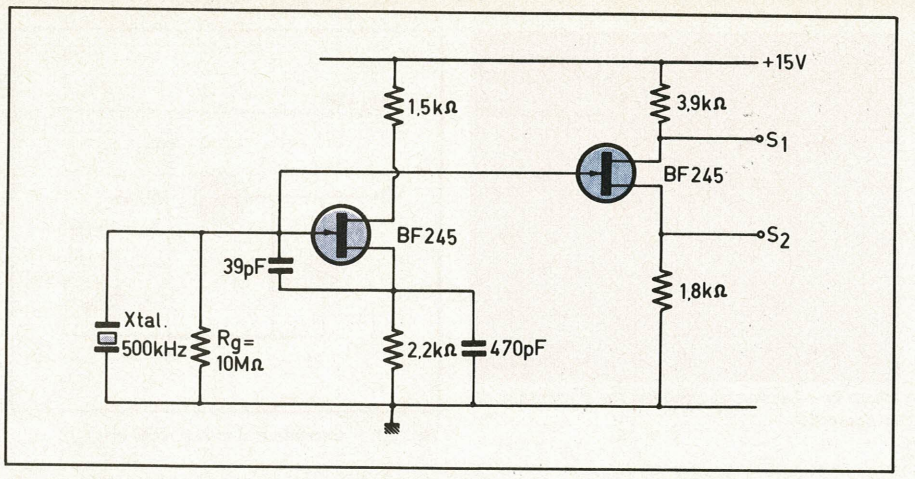


Fig. 22. – Oscillateur à cristal 500 kHz, suivi d'un étage de sortie permettant de prélever le signal sous basse impédance (sorties S_1 ou S_2).

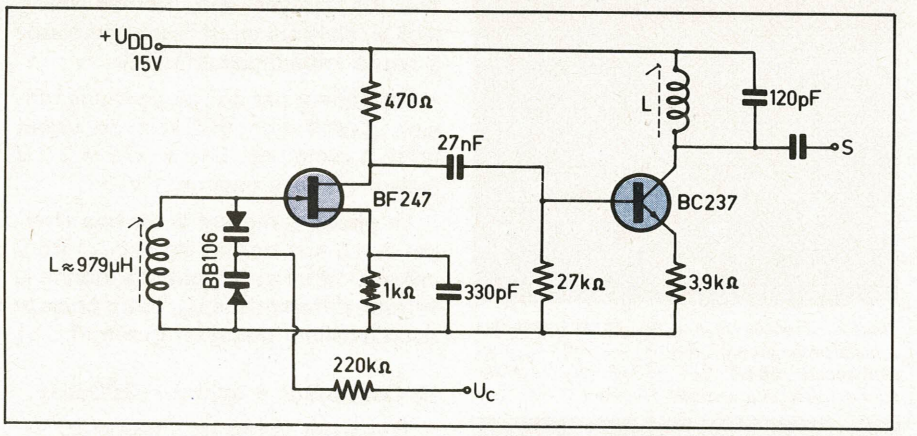


Fig. 23. – V.C.O. sinusoïdal 1 MHz (plage 947 kHz - 1034 kHz).

très proche de celle qui correspond à la condition limite d'auto-oscillation), la valeur de U_g tombe à 0,8 V crête-à-crête et nous avons mesuré un temps d'établissement de 6,5 secondes.

Dans tous les cas, la fréquence d'oscillation reste parfaitement stable (500,00 kHz) même lorsque la tension d'alimentation U_{DD} varie entre 4 V et 15 V.

Si l'on désire prélever le signal oscillateur sous basse impédance, on peut réaliser le montage de la **figure 22.**

V.C.O. sinusoïdal 1 MHz avec T.E.C. type BF 247 (fig. 23)

Les deux diodes capacitives BB 106 (shuntées par la capacité d'entrée du montage, soit environ 7 pF) permettent de réaliser l'accord de la bobine sur la fréquence de 1 MHz avec une tension de commande + U_c de 10 V.

Si l'on fait varier U_c entre + 5 V et + 25 V, la plage de fonctionnement du V.C.O. s'étend de 947 kHz à 1034 kHz.

Ce V.C.O. était destiné à la réalisation d'un circuit P.L.L. verrouillé sur une fréquence étalon de 1 MHz.

Nous avons intercalé un étage amplificateur accordé (transistor BC 237) qui nous permet d'obtenir à la sortie S un signal sinusoïdal de 20 V crête-à-crête.

Réalisation de circuits très sélectifs

En réalisant le montage de la **figure 5,** mais en calculant la valeur de C_s de manière à satisfaire l'une des conditions (voir éq. 24)

$$x < \frac{1}{2}[a \,.\, k \,.\, Q_o - \sqrt{(a \,.\, k \,.\, Q_o)^2 - 4\,(a+1)^2}]$$

ou

$$x > \frac{1}{2}[a \,.\, k \,.\, Q_o + \sqrt{(a \,.\, k \,.\, Q_o)^2 - 4\,(a+1)^2}]$$

la résistance négative ($-R_e$) désamortira le circuit LC qui lui est associé, sans toutefois aller jusqu'à l'accrochage du montage.

On peut ainsi obtenir une augmentation très importante de la sélectivité. En mettant en cascade plusieurs étages sélectifs conçus suivant ce principe (avec éventuellement un léger désaccord en fréquence), il est possible de réaliser des filtres de bande extrêmement sélectifs.

Jos de Neef
Ingénieur technique
A.I.T. Br.
Professeur à l'Institut
Supérieur Technique de l'Etat,
Bruxelles

Bibliographie

SEVIN L. : « Field-Effect Transistors », McGraw-Hill, N.Y.

DELHOLM L. : « Biaising the Field-Effect Transistor » (Texas Instruments Silicon Technology and Applications Seminar).

HILLEBRAND F. et HEIERLING H. : « Les transistors à effet de champ dans les circuits analogiques et numériques » (Ed. Techniques et Scientifiques françaises, Paris).

MATTHEWS P.-L. : « The F.E.T. as a Class-A audio amplifier » (Wireless World, sept. 70, pp. 454-455).

J-FET-Applications and Specifications - Teledyne Semiconductors - 1973, pp. 97-98.

Applications

Pont d'impédances

Rappel de quelques notions générales sur les ponts de mesure

Tout électronicien connaît le classique pont de Wheatstone dont le schéma de principe est rappelé à la **figure 1a**. On peut le considérer comme la mise en parallèle de deux diviseurs de tension dont il découle la propriété suivante :

A l'équilibre, on peut écrire que les chutes de tension V_A, V_B, V_C et V_D aux bornes des résistances A, B, C et D sont égales deux à deux, $V_A = V_C$ et $V_B = V_D$ donc la ddp aux bornes des points de mesure M_1 et M_2 est nulle. On peut donc encore écrire après simplification :

$$\frac{A}{B} = \frac{C}{D} \quad (1)$$

ou

$$\frac{D}{B} = \frac{C}{A} \quad (2)$$

$$\text{et } AD = BC \quad (3)$$

Si par conséquent la valeur de l'une des résistances, D par exemple, ainsi que le rapport de deux autres A/B sont connus, on pourra déterminer la valeur de la quatrième B :

$$C = D\frac{A}{B} \quad (4)$$

Ceci nous amène à la constitution pratique d'un pont de mesure **(fig. 1b)** qui comporte une branche dite de rapport (branche A . B) et une branche de mesure C (ou R_x) résistance inconnue et D résistance de référence. D'après les équations (1) et (2), on constate que l'on peut théoriquement brancher la source de courant S et l'appareil détecteur de zéro M dans n'importe laquelle des diagonales du pont. Toutefois, nous verrons que des considérations pratiques imposent une configuration donnée de préférence aux autres.

En ce qui concerne la branche de mesure A B, elle pourrait être constituée par un simple potentiomètre, ce qui se fait dans certains appareils bon marché. Toutefois, cette disposition n'est guère satisfaisante pour diverses raisons (non linéarité de la courbe d'étalonnage en particulier) aussi préfère-t-on le plus souvent donner à B une valeur fixe et faire varier le rapport A/B en agissant sur la valeur de A. Si l'on écrit

$$\frac{1}{B} = K$$

il vient $R_x = A.KD$, la constante K étant fixée une fois pour toutes, la valeur de A agit comme un coefficient multiplicateur qui permet d'afficher la valeur de R_x en lecture directe. Ainsi, dans notre réalisation on a B = 100 Ω. A varie de 1 à 1 000 Ω, le rapport A/B peut donc varier entre

$$\frac{1\,000}{100} = 10 \text{ et } \frac{1}{100}$$

et D pouvant prendre les valeurs de 1 Ω, 10 Ω, 100 Ω, 1 kΩ, 10 kΩ, 100 kΩ, 1 MΩ, il est théoriquement possible d'effectuer la mesure des résistances comprises entre 1/100 Ω et 10 MΩ. Nous verrons que dans la pratique, cette étendue de mesure est un peu plus restreinte en particulier pour des raisons de sensibilité.

Un raisonnement mathématique que nous ne développerons pas ici (1) a permis de montrer que la sensibilité :

$$S = \frac{\Delta V_M}{V_s} = \frac{1}{(1+a)^2} \cdot \sigma$$

($\sigma = \Delta Z_{réf} / Z_{réf}$) : déséquilibre

La variation de la différence de potentiel aux bornes de la diagonale de mesure en fonction de la variation du rapport

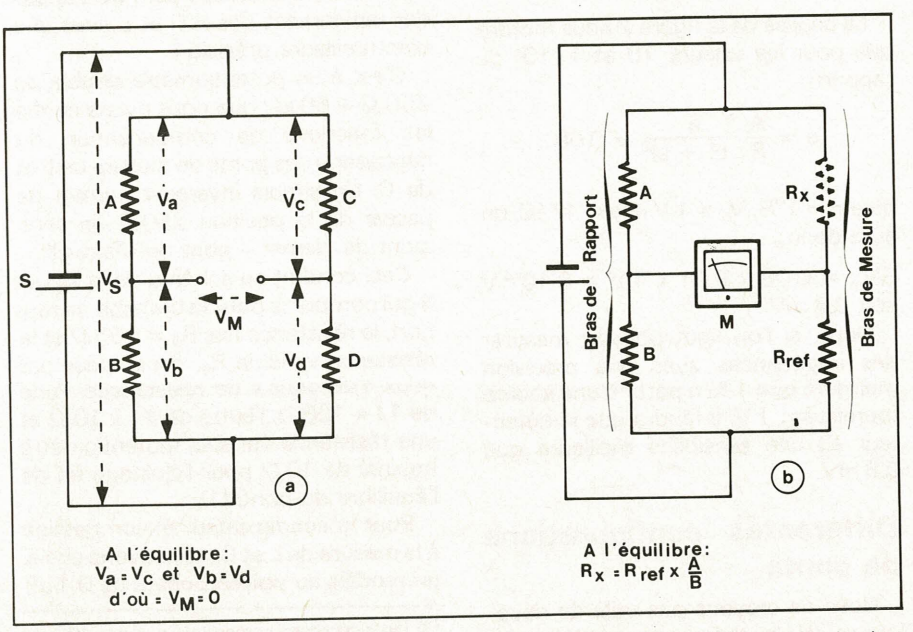
$$a = \frac{A}{B}$$

par rapport à l'équilibre est d'autant plus élevée que a est voisin de l'unité **(fig. 2)**.

Nous ne nous sommes, jusqu'à présent, intéressés qu'au pont de Wheatstone, alimenté en continu. Alimenté en courant alternatif, d'autres problèmes se posent, en particulier celui des capacités parasites (nous pouvons affirmer que pour un fonctionnement en BF, celui des inductances est négligeable). Nous pouvons même considérer que dans la majorité des cas, la capacité propre des éléments du pont peut être négligée. Par contre, il n'en va pas de même pour la capacité primaire/secondaire (et la capacité répartie de ce dernier) du transformateur d'alimentation du pont qui viennent se placer en parallèle sur les éléments constitutifs du pont, ce qui conduit au schéma **figure 3** que nous ne discuterons pas ici, laissant au lecteur désireux d'approfondir le problème, la possibilité de de référer aux ouvrages cités en référence.

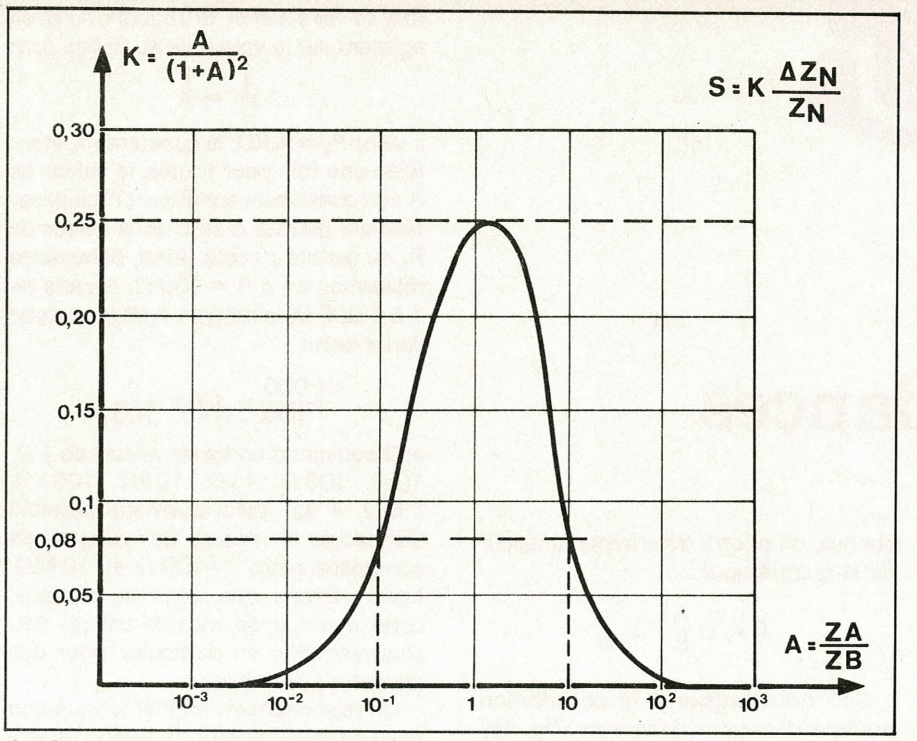
Pour obvier à ces inconvénients on peut avoir recours à deux artifices :

1) Utiliser pour alimenter le pont un transformateur spécial à très faible

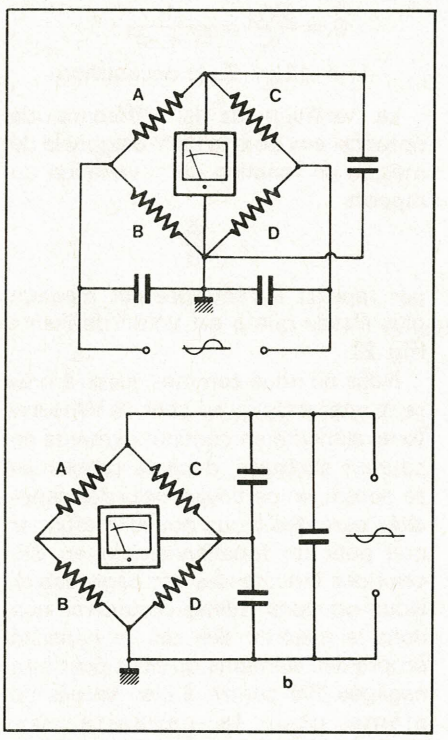


1 – Un pont de Wheatstone peut être considéré comme la mise en parallèle de deux diviseurs de tension dont les rapports de division sont égaux à l'équilibre (a). En b : disposition pratique du pont de Wheatstone.

(1) Le lecteur désireux d'approfondir ce sujet pourra se reporter aux ouvrages cités en référence bibliographique.



2 – Courbe représentative de la sensibilité d'un pont en fonction du rapport a = A/B. Cette courbe passe par un maximum pour a = 1.



3 – Répartition des capacités parasites dues au transformateur d'alimentation pour deux configurations de pont.

capacité répartie, muni d'un écran entre primaire et secondaire ainsi que d'un blindage à faible capacité. Moyennant certaines précautions, il est possible de réaliser des transformateurs dont la capacité apparente (voir **fig. 4**) ne dépasse pas quelques dizaines de picofarads.

2) Donner aux branches A et B du pont des valeurs suffisamment faibles pour que la réactance parallèle due aux capacités parasites soit négligeable devant ces résistances. Ainsi, dans notre réalisation, la capacité parasite du transformateur étant de 70 pF, la branche A ayant une valeur maximale de 1 000 Ω, à la fréquence de travail de 1 kHz, c'est un déphasage de quelques secondes d'arc seulement qui est introduit par ces capacités.

Sensibilité du détecteur

Nous reportant à ce qui a été dit plus haut sur la sensibilité des ponts, nous pouvons déterminer la sensibilité du détecteur qui peut être tirée de l'équation (1)

$$\frac{\Delta V_m}{V_s} = \frac{a}{(1+a)^2} \cdot \sigma$$

d'où

$$\Delta V_m = \frac{a}{(1+a)^2} \sigma V_S$$

La courbe de la figure 2 nous montre que pour les valeurs 10 et $1/10^e$ du rapport

$$a = \frac{A}{B} \quad \frac{a}{(1+a)^2} = 0{,}08$$

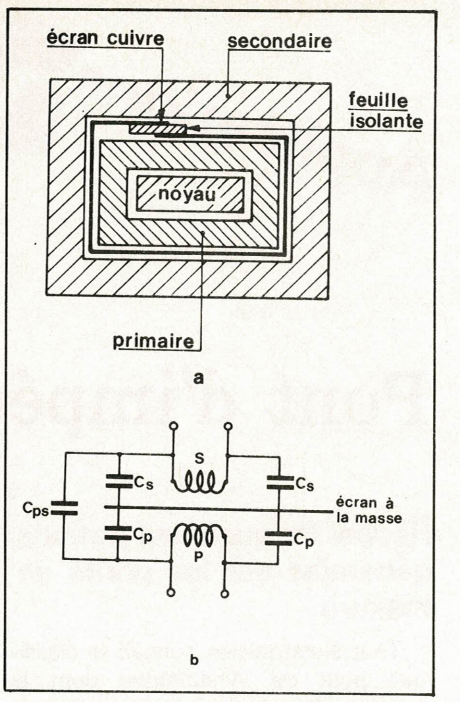
pour $\sigma = 1\ \%$, $V_s = 1$ V et $a = 1/10$, on aura donc :

$\Delta V_m = 0{,}08 \times 0{,}01 \times 1\ V = 8\ 10^{-4}$ V soit 0,8 mV.

Donc, si l'on veut pouvoir mesurer des impédances avec une précision meilleure que 1 % à partir d'une source fournissant 1 V, il faudra que le détecteur ait une sensibilité meilleure que 0,8 mV.

Différentes configurations de ponts

Nous ne croyons pas utile de développer ici la théorie des différentes configurations de ponts de mesure.



4 – Coupe schématique d'un transformateur blindé à écran (a) avec la répartition des capacités parasites (b).

Nous nous bornerons donc à reproduire leurs schémas respectifs et les équations les concernant dans le tableau de la **figure 5**.

C'est tout naturellement par une commutation appropriée que notre appareil permet de passer de l'une à l'autre de ces configurations. Il nous a semblé utile d'ajouter au commutateur de fonction une position « comparaison » qui permet de comparer les impédances à mesurer à un étalon extérieur, ce qui présente, selon nous, deux avantages.

1) Elle conduit à un rapport a = A/B très voisin de l'unité pour lequel, nous l'avons vu plus haut, la sensibilité du pont est maximale.

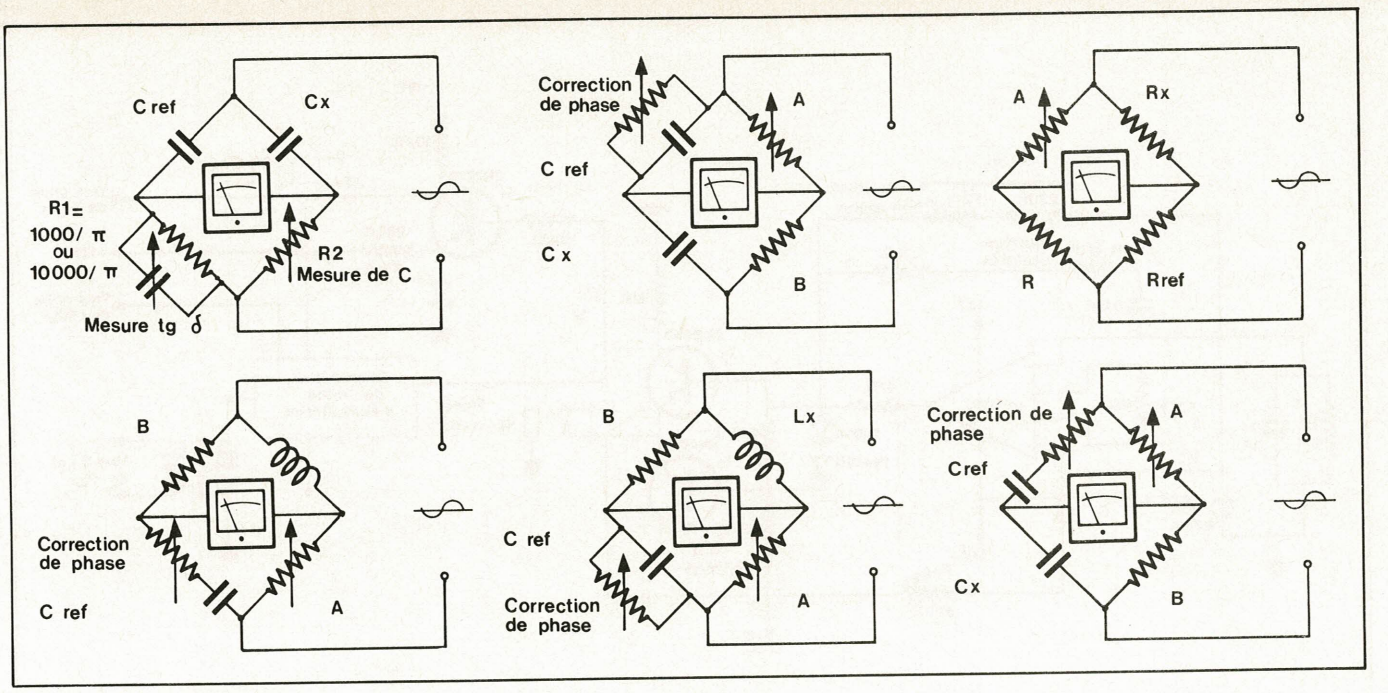
2) Cette disposition permet d'apparier rapidement des R.C et L avec une bien meilleure précision.

C'est à un potentiomètre double de 250 Ω + 50 kΩ que nous avons confié les fonctions de compensation du déphasage des ponts de mesure de L et de C. Un simple inverseur permet de passer de la position 250 Ω en série (pont de Nernst – pont de Maxwell).

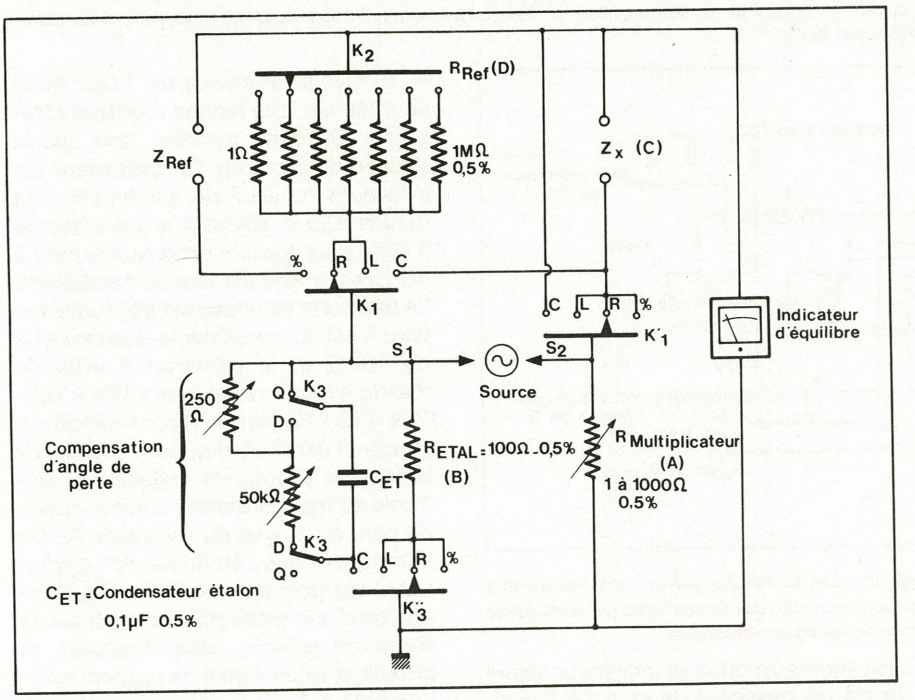
Ceci conduit au schéma de la **figure 6** qui comporte pour la branche de rapport, la résistance fixe $R_A = 100\ \Omega$ et la résistance variable R_B, constituées par deux « décades » de résistances, l'une de 11 x 100 Ω, l'autre de 11 x 10 Ω et une résistance variable (potentiomètre bobiné) de 10 Ω pour l'ajustage fin de l'équilibre du pont. (1).

Pour le condensateur étalon destiné à la mesure de L et C, nous avons choisi un modèle au polycarbonate de 0,1 μF

(1) Les « décades » comportent non pas 10 mais 11 résistances de manière à permettre un bon « recouvrement » entre gammes.



5 – Tableau récapitulatif des principaux types de ponts d'impédance.



6 – Schéma pratique de la partie « Mesure » de notre pont.

(tolérance 0,5 %) à cause de son faible coefficient de température. Plus onéreux, un modèle au mica de même valeur aurait sans doute été mieux adapté., mais nous l'avons jugé trop « luxueux » pour un simple appareil de service.

Les résistances variables de compensation de l'angle de perte des L et C, commandées par un même arbre, n'ont reçu qu'une graduation arbitraire, car il est rare que l'on désire, dans la pratique courante, mesurer Q ou D avec une grande précision. C'est à un commutateur à poussoir (deux inverseurs par touche) qu'est confiée la commutation des fonctions R, L, C et %.

De même que celles de la branche « Rapport », les résistances étalon de la branche mesure sont des modèles 1 W 0,5 % à couche métallique sous moulage plastique (type RCMA 1 W – Sfernice).

Alimentation du pont

Le pont de mesure peut être alimenté de trois manières différentes, au moyen de :

– la source sinusoïdale à 1 000 Hz intérieure,

– une source continue extérieure dont la tension ne devra pas dépasser 5 V,

– une source alternative extérieure, de fréquence comprise entre 50 Hz et 10 kHz et dont la tension efficace ne devra pas excéder 5 V.

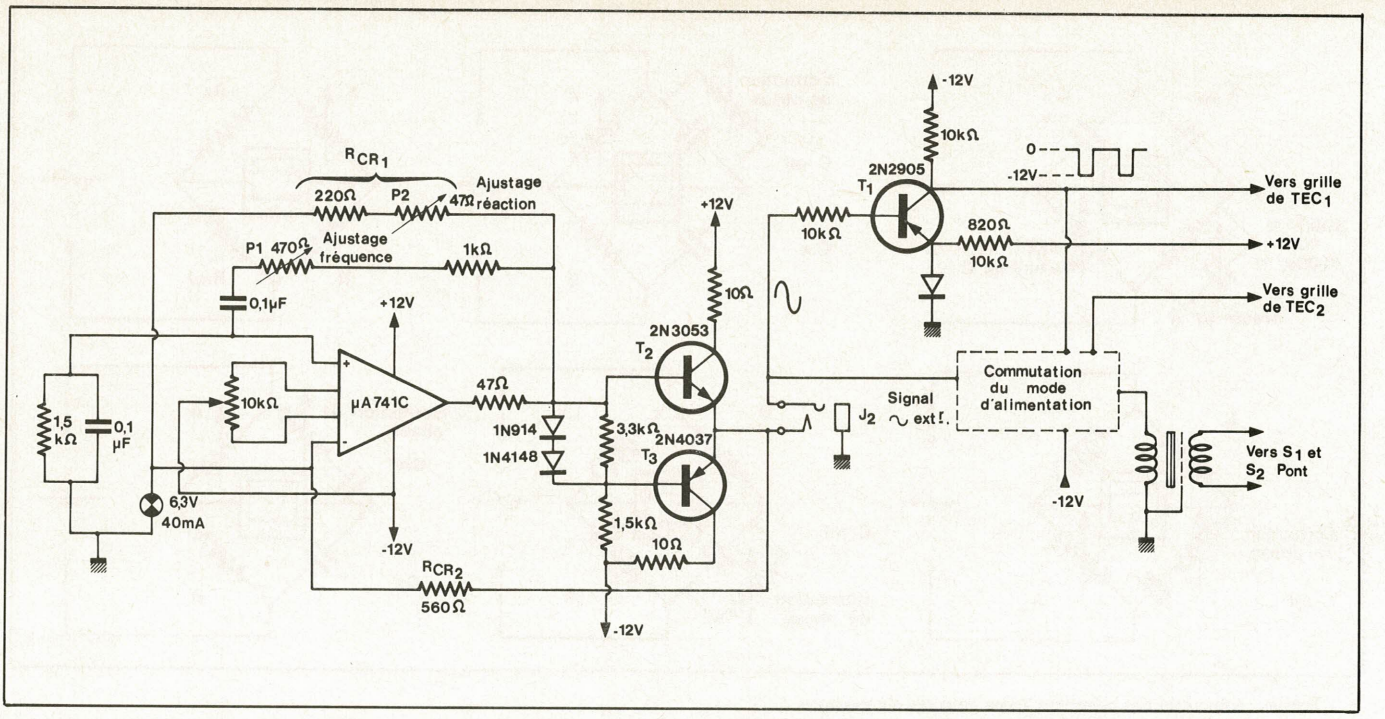
La source intérieure :

Afin d'obtenir un équilibre aisé lors de la mesure de capacités et inductances, il importe que la source d'alimentation du pont fournisse une tension sinusoïdale de la plus grande pureté possible. Aussi, avons-nous étudié avec le plus grand soin le générateur qui fournit cette tension. C'est à un oscillateur du type à pont de Wien mettant en œuvre un amplificateur opérationnel μA 741, suivi par un amplificateur de petite puissance composé d'un étage pseudo push-pull à transistors complémentaires (T_1, T_2) 2 N 3053 et 2 N 4037 que nous avons eu recours (**fig. 7**). Le couplage avec le pont s'effectue au moyen d'un transformateur BF blindé de rapport 2 : 1 (réf. 19.994.2 - P 12413 - S 63 - LIE BELIN) et dont la capacité mesurée entre le secondaire et le primaire raccordé au blindage extérieur ne dépasse pas 70 pF (nous reviendrons plus loin sur ce transformateur).

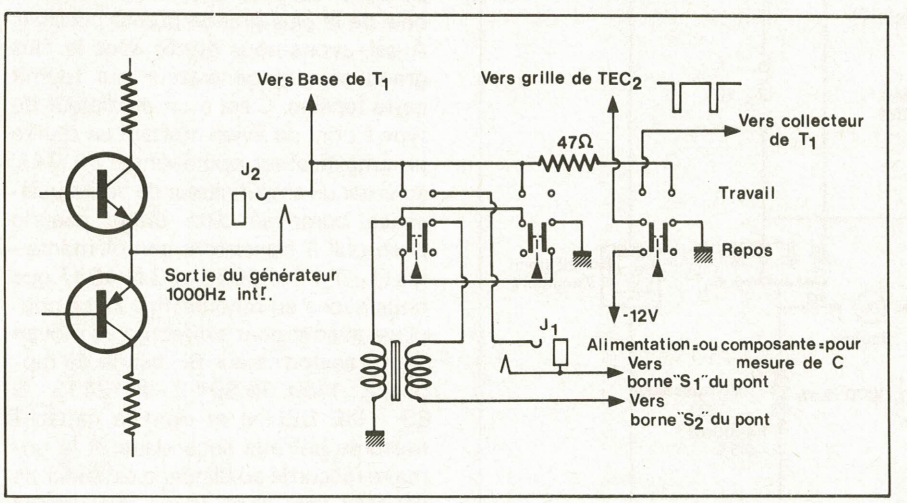
On remarquera que nous avons doublé la boucle de contre-réaction normale de l'oscillateur en pont de Wien ($R_{CR\,1}$) par une seconde boucle prise à la sortie de l'étage de puissance $R_{CR\,2}$ = 560 Ω, qui a pour but d'obtenir une certaine régulation de la tension de sortie en fonction de la charge, sans toutefois influer trop sur la fréquence du signal de sortie. C'est à une ampoule à incandescence du type « voyant téléphonique » de 6,3 V, 40 mA qu'est confié le rôle de régulation du taux de réaction (et par conséquent de la tension de sortie de l'oscillateur).

Grâce à cette disposition, la tension de sortie ne varie que de 0,75 V efficace (distorsion 0,5 %) lors de l'équilibre du pont par une résistance R_x = 10 Ω à 1,3 V efficace (distorsion 1 %) pour R_A = 1 000 Ω et la branche de mesure ouverte.

Un commutateur à trois poussoirs (deux inverseurs par poussoir) permet



7 – Le générateur de tension sinusoïdale d'alimentation du pont fait appel à un oscillateur en pont de Wien. La fréquence peut être ajustée au moyen du potentiomètre P_1 et le taux de réaction (pureté de l'onde 1 000 Hz) au moyen de P_2.



8 – Détail de la commutation des modes d'alimentation du pont. Les touches des poussoirs sont représentées à l'état « Repos ». Le jack J_1 permet aussi bien d'alimenter le pont en continu que de superposer une composante continue au signal alternatif d'alimentation du pont pour la mesure des condensateurs.

de sélectionner le mode d'alimentation du pont ; une tension continue peut être superposée grâce à un jack à coupure J_1 au signal de mesure, que celui-ci soit fourni par l'oscillateur intérieur ou par une source extérieure. Cette dernière peut être branchée au moyen d'un jack à coupure J_2 placé entre la sortie de l'oscillateur intérieur et le primaire du transformateur d'alimentation du pont. Nous verrons un peu plus loin la raison de cette disposition **(fig. 8)**.

Le détecteur de zéro

C'est ce circuit qui constitue la véritable originalité de notre appareil.

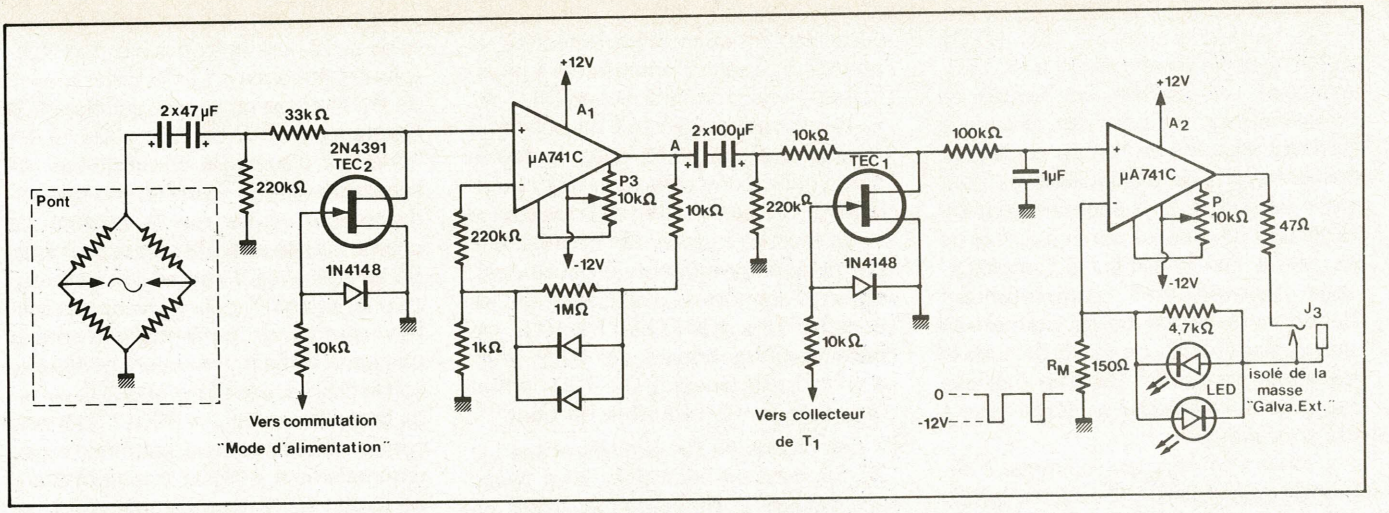
On sait que, contrairement à ce qui se passe dans un pont alimenté en continu, il n'est généralement pas possible dans les ponts alimentés en alternatif, avec les détecteurs classiques (écouteurs téléphoniques, amplificateur suivi d'un galvanomètre ou d'un indicateur visuel genre œil magique) de savoir si l'on se trouve en-dessus ou en dessous du point d'équilibre. Il nous est donc venu à l'esprit d'utiliser un détecteur de phase qui commande l'illumination de deux diodes électroluminescentes montées tête bêche. Par ailleurs, les détecteurs mettant en œuvre un amplificateur à gain élevé nécessitent souvent l'emploi d'un contrôle manuel de gain. Nous avons supprimé cet inconvénient en donnant à l'amplificateur une caractéristique pseudo-logarithmique. Le schéma en est donné à la **figure 9**.

On remarque qu'il est équipé de deux amplificateurs opérationnels. Le premier (A_1) fonctionne en amplificateur non inverseur pour avoir une impédance d'entrée élevée. La caractéristique pseudo-logarithmique est obtenue en fractionnant la résistance de contre-réaction R_{CR} en deux parties 1 MΩ + 10 KΩ, la résistance de 1 MΩ étant shuntée par des diodes montées tête-bêche. De cette manière, tant que la tension de sortie de l'amplificateur est inférieure au seuil de conduction des diodes (0,6 V environ) le gain est de 1 000, pour tomber progressivement à 10 lorsque lesdites diodes conduisent. Le détecteur de phase est très rudimentaire, il est constitué par la résistance R_1 de 10 kΩ et le transistor à effet de champ à faible résistance « ON » TEC_1 (2 N 4391 R_{on} = 50 Ω) commandé par un signal carré obtenu par écrêtage de la tension alternative prélevée au primaire du transformateur d'alimentation du pont au moyen du transistor T_1. On remarquera que l'émetteur de ce transistor est polarisé à + 0,6 V (fig. 7) au moyen d'une diode pour compenser sa chute de tension, base émetteur, et obtenir ainsi un signal de rapport cyclique égal à 1.

Comme il a été déjà dit, l'indicateur d'équilibre est constitué par deux diodes électroluminescentes commandées par un amplificateur opérationnel monté en convertisseur tension/courant dont la transconductance a été ajustée empiriquement à 6 mA/V. La luminosité des diodes étant encore nettement visible pour 0,1 mA, la sensibilité du détecteur est meilleure que 0,016 mV.

Cette disposition a pour avantage de permettre la visualisation d'un équilibre imparfait dû à un défaut de compensation de l'angle de perte du condensateur ou de l'inductance en cours de mesure. Mieux qu'un long discours, le tableau de la **figure 10** permettra de comprendre le fonctionnement du montage.

Malgré les précautions prises lors de la mesure de faible capacité ou de R ou



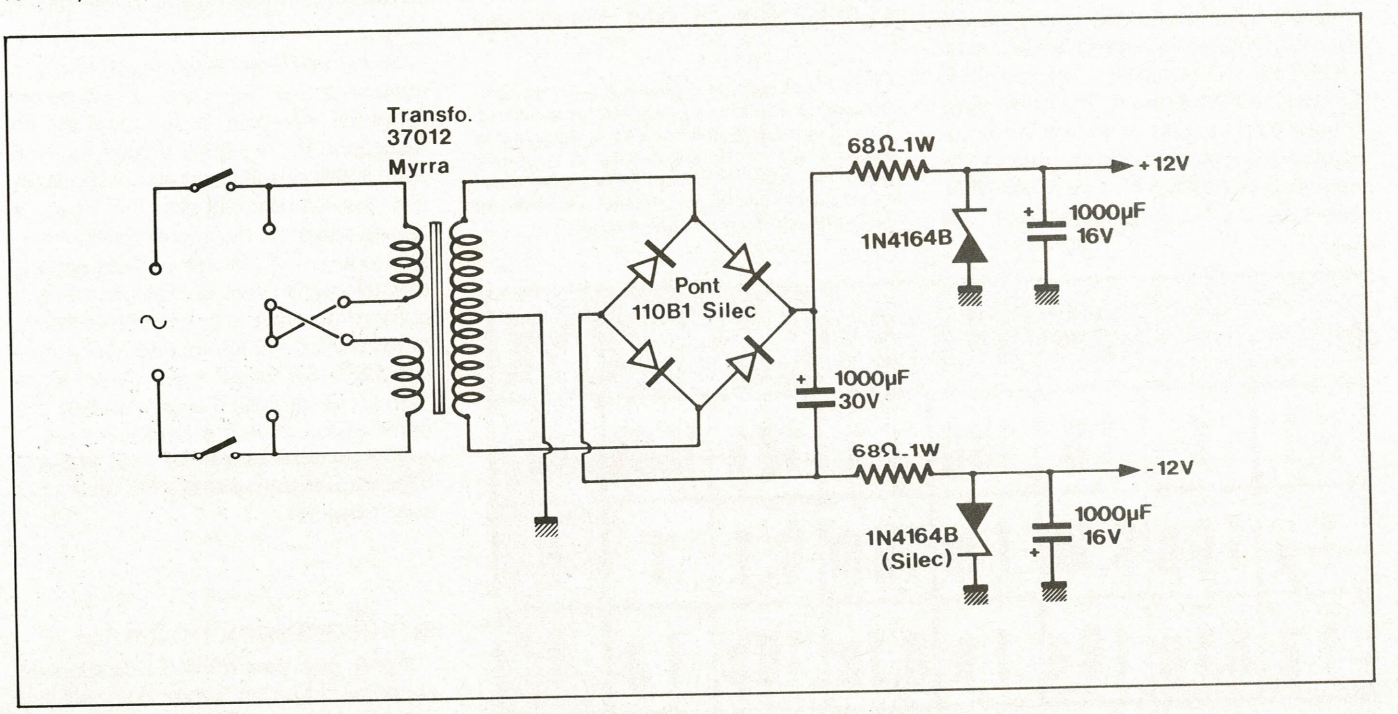
9 – L'emploi d'un amplificateur à gain pseudo-logarithmique suivi d'un détecteur de phase et d'un convertisseur tension-courant qui commande deux diodes électroluminescentes (LED) permet de savoir si le pont est en-dessous ou au-dessus de l'équilibre ainsi que de savoir si le déséquilibre est dû à un défaut d'accord du pont ou à la compensation incorrecte de l'angle de déphasage.

ETAT DU PONT	ASPECT DES LED	ALLURE DU SIGNAL de sortie du détecteur de phase
Au dessus de l'équilibre	+ –	+ 0
En dessous de l'équilibre	+ –	0
Equilibre imparfait Défaut de compensation de l'angle de perte	+ –	+ 0 –
Equilibre parfait		0

10 – D'après l'aspect des diodes électroluminescentes, on détermine d'un seul coup d'œil l'état du pont.

de L de fortes valeurs, il arrive que la borne de mesure capte une certaine tension parasite de 50 Hz qui ne permette pas d'obtenir l'extinction complète des diodes électroluminescentes. C'est pour cette raison qu'il a été prévu un jack à coupure J_3 destiné à l'introduction d'un galvanomètre en série avec les diodes. Dans ces conditions, l'inertie de l'équipage mobile de cet appareil agissant comme un intégrateur transforme le détecteur de phase en détecteur synchrone qui permet d'obtenir un zéro franc à l'équilibre du pont.

Pour permettre l'alimentation du pont au moyen d'une tension alternative extérieure, nous avons vu que le signal de commande du détecteur de phase est pris aux bornes du transformateur d'alimentation du pont après le jack J_2 permettant d'introduire cette tension.



11 – L'alimentation de l'ensemble est d'une grande simplicité.

On remarquera qu'un TEC (TEC_2) commandé en synchronimie avec TEC_1 est placé en parallèle sur l'entrée de l'amplificateur. Il a pour but, lorsque le pont est alimenté en continu de découper la tension de déséquilibre du pont pour permettre le fonctionnement du détecteur de phase. Il serait possible de se passer de cet artifice si l'amplificateur d'entrée était complètement dépourvu de dérive, ce qui permettrait un couplage direct de sa sortie avec le détecteur de phase. Comme malheureusement il n'en est rien, force nous a été d'y recourir.

C'est le commutateur de mode d'alimentation qui, selon la touche enfoncée, permet de mettre le TEC découpeur TEC_2 en service ou, au contraire, de le bloquer par application à sa grille d'une tension négative de – 12 V lors du fonctionnement en alternatif.

Alimentation de l'ensemble
(fig. 11)

L'appareil est alimenté à partir du secteur 50 Hz au moyen d'un montage classique : pont de diodes alimenté par un transformateur de petite puissance (type 37012 Myrra fournissant 2 x 12 V sous 250 mA).

Les tensions + et – 12 V d'alimentation de l'ensemble sont régulées au moyen de diodes de Zener - 1 N 4164 B Silec ou équivalent.

Réalisation pratique

L'appareil est réalisé sur un ensemble de deux circuits imprimés montés perpendiculairement l'un par rapport à l'autre. Le plus grand de ces circuits, monté horizontalement, supporte les alimentations (alimentation générale et générateur 1 000 Hz d'alimentation du pont ainsi que les commutateurs à poussoir de commande de gammes et de sélection de mode d'alimentation. (1) L'autre, plus petit, fixé verticalement supporte le détecteur de phase ainsi que le commutateur à poussoirs de sélection de fonction (RLC %). Cette disposition permet de présenter fonctions et gammes sous la forme d'une grille d'une utilisation très agréable **(fig. 12)**. La variation de la résistance A du bras de rapport est commandée par deux commutateurs à douze positions qui supportent respectivement les décades 11 x 100 Ω et 11 x 10 Ω. Un potentiomètre bobiné de 10 Ω muni d'un cadran gradué de 0 à 100 permet l'ajustage fin de l'équilibre du pont.

Les diodes électroluminescentes LD 37 Siemens ou équivalent, sont fixées par collage à l'intérieur de trous de Ø 3 mm ménagés dans une plaquette de lucoflex noir collée à l'araldite sur la face AR du panneau AV. Le tout est enfermé dans un coffret de petites dimensions 160 x 240 x 150 mm.

Mise au point

Pour procéder à la mise au point de l'appareil, il est nécessaire de disposer d'un bon oscilloscope et d'un contrôleur.

Après avoir vérifié les tensions d'alimentation, on commencera par régler l'oscillateur 1 000 Hz.

Le pont étant commuté sur la gamme 1 Ω, une résistance de cette valeur branchée entre les bornes R_x et la touche « Intérieur » du sélecteur de mode d'alimentation étant enfoncée, nous raccordons l'oscilloscope – éventuellement complété par un fréquencemètre numérique si nous désirons obtenir une grande précision sur la fréquence – entre la masse et la borne S_1 ou S_2 du pont. Nous commençons par régler le potentiomètre P_2 pour obtenir une onde aussi pure que possible, puis ajustons la fréquence à 1 000 Hz au moyen de P_1. Nous remplaçons maintenant la résistance de 1 Ω par une autre de 1 à 10 kΩ et plaçons le commutateur de sensibilité sur la gamme correspondante pour vérifier que la variation de charge n'a pas altéré la pureté de l'onde. S'il en était ainsi, il y aurait lieu de retoucher le réglage P_2 pour parvenir au meilleur compromis permettant d'obtenir une onde suffisamment pure quelle que soit la charge. Il est à noter que la valeur de la résistance $R_{CR} = 500\ \Omega$ (seconde contre-réaction) a été déterminée expérimentalement avec le transformateur de liaison dont nous disposions. Il est vraisemblable qu'avec un transformateur différent, cette valeur ne soit plus celle qui convient. Si donc, on ne parvenait pas à obtenir un réglage de P_2 qui donne une onde non distordue pour deux charges très différentes (1 Ω et 10 kΩ par exemple) il y aurait lieu de chercher expérimentalement la valeur convenable pour $R_{CR\,2}$.

Lorsqu'après quelques retouches successives de P_1 et P_2 on aura obtenu le résultat recherché : onde pratiquement dépourvue de distorsion et fréquence exactement égale à 1 000 Hz, on pourra passer à la mise au point du détecteur d'équilibre. Pour ce faire, il faut d'abord que le pont ne soit pas alimenté : aucune des touches du sélecteur de mode d'alimentation ne sera enclenchée. On raccorde alors un voltmètre sensible à la sortie du premier amplificateur opérationnel (A_1) (point A de la figure 9) et on ajuste son potentiomètre de compensation d'offset (P_3) pour obtenir 0 V en sortie. On effectue alors la même opération pour P_4 (compensation d'offset du second ampli OP (A_2).

Si le montage est correct, il n'y a aucune autre retouche à effectuer, l'appareil est prêt à fonctionner. La résistance $R_M = 150\ \Omega$ placée en série avec les diodes électroluminescentes et aux bornes de laquelle est prise la contre-réaction du convertisseur tension-courant A_2 a été choisie expérimentalement pour obtenir le meilleur compromis entre la bonne sensibilité du détecteur et une luminosité acceptable des LED. Sa valeur peut varier entre 100 Ω et 470 Ω, l'augmentation de cette valeur revient à diminuer la sensibilité du détecteur et à élargir la plage d'incertitude dans laquelle les deux LED sont obscures.

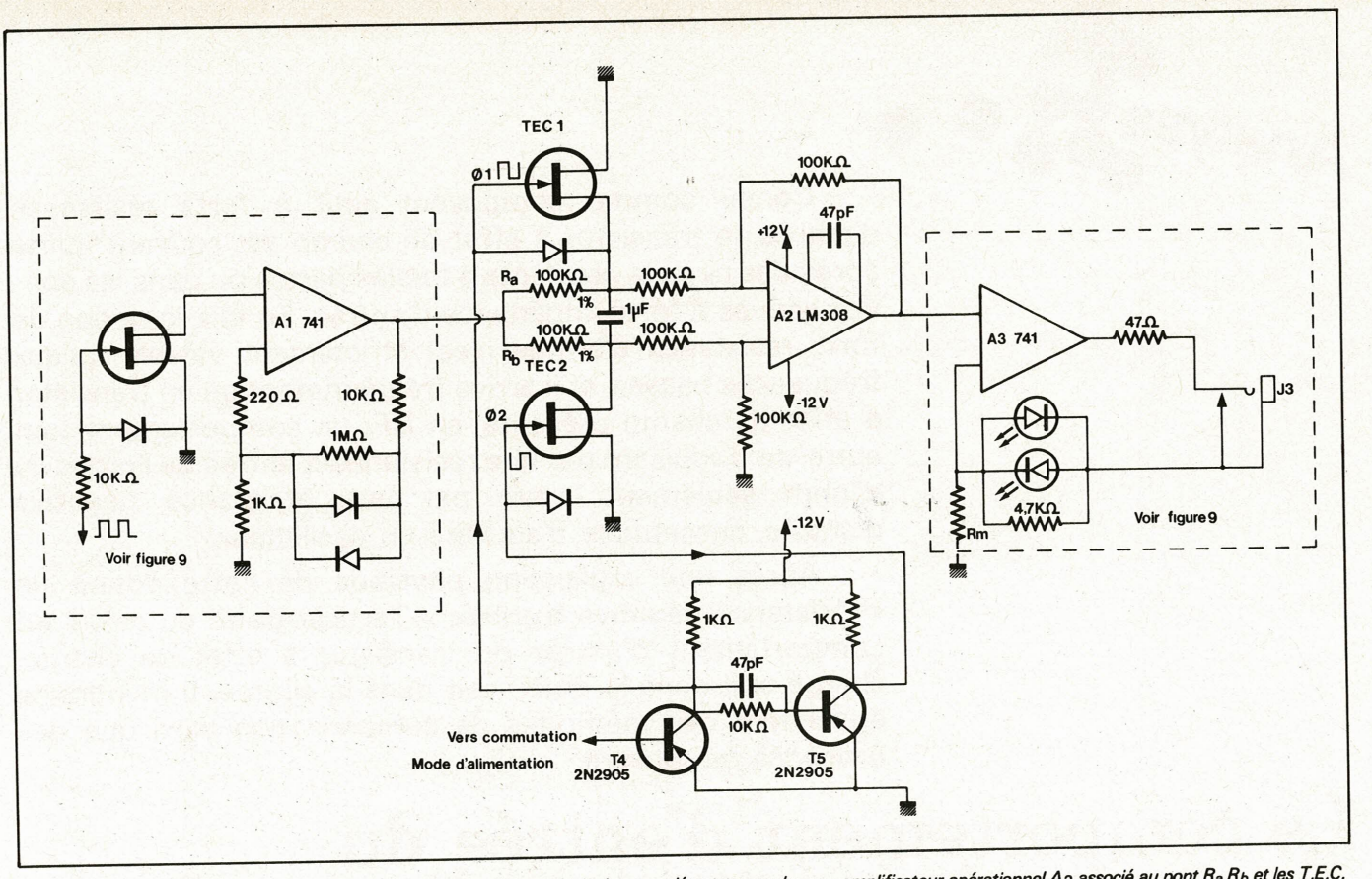
(1) Le circuit imprimé original ayant été de nombreuses fois « bricolé » au cours de la mise au point, il ne nous est malheureusement pas possible d'en publier le schéma. Nous suggérons au réalisateur éventuel d'utiliser du circuit tout fait genre Veroboard (que nous avons depuis définitivement adopté pour les réalisations « à l'unité »).

COMPARAISON							%
0,1	1	10	100	1 k	10 k	100k	Ω
1 µ	10 µ	0,1m	1 m	10 m	0,1	1	H
1 µ	0,1 µ	10 n	1 n	0,1n	10 p	1 p	F

12 – L'affichage des gammes du pont se présente sous la forme d'une grille.

Améliorations possibles

Après quelques mois d'utilisation de l'appareil, nous en avons constaté les petits défauts qui résident dans le fonctionnement imparfait du détecteur de



13 – En remplaçant le détecteur de phase rudimentaire du schéma original par un détecteur synchrone : amplificateur opérationnel A_2 associé au pont R_a R_b et les T.E.C. 1 et 2, on améliore spectaculairement les performances de l'appareil.

phase, en particulier lors de la mesure des résistances de très faible valeur. Dans ce cas, en effet, le transformateur de couplage entre l'oscillateur et le pont est désadapté et son inductance de fuite introduit un léger déphasage entre les tensions primaire et secondaire. Or, c'est au primaire qu'est prélevé le signal qui, après écrêtage, commandera le détecteur de phase. Il en résulte donc une difficulté à obtenir l'extinction totale des deux LED à l'équilibre. Pour remédier à cet inconvénient, il serait donc souhaitable d'utiliser un transformateur muni de deux secondaires, l'un ayant une extrémité à la masse pour commander le détecteur de phase et l'autre isolé pour alimenter le pont.

Un an après : figure 13

Depuis la première rédaction de cet article qui remonte à plus d'un an, nous avons apporté une amélioration importante au détecteur de phase. Ce dernier met en œuvre un amplificateur (A_2) opérationnel LM 308 que nous avons préféré au μA 741, plus économique, à cause de son très faible courant d'offset. Le signal de déséquilibre du pont, amplifié par A_1 est appliqué à l'entrée d'un pont constitué par les résistances R_a, R_b d'égales valeurs (± 1 % de tolérance) et par deux transistors à effet de champ commandés en opposition de phase par un signal carré obtenu par déphasage du signal issu de T_1 (de la figure 7) au moyen des transistors PNP, T_4, T_5. La branche médiane du pont est raccordée aux deux entrées de l'amplificateur opérationnel A_2 monté en différentiel. Un condensateur de forte valeur (1 μF) placé entre les entrées de l'amplificateur a pour double but d'intégrer le signal détecté tout en court-circuitant les signaux parasites, en particulier ceux à 50 Hz captés par les connexions extérieures du pont lors de la mesure d'impédances de valeur élevée.

L'amélioration est spectaculaire : extinction franche des diodes luminescentes lors de la mesure des impédances ou très faibles ou élevées et diminution de la plage d'incertitude.

Une autre configuration du détecteur de phase serait également possible. Elle consiste à remplacer les résistances R_a, R_b du détecteur par deux des commutateurs analogiques contenus dans un circuit intégré MOS CA 4066. Un troisième commutateur serait alors utilisé pour découper le signal de déséquilibre appliqué à A_1 lors de l'emploi d'une source de tension continue extérieure. A priori, nous pouvons avancer que les performances obtenues seraient comparables à celles du montage précédent.

R. DAMAYE

Références bibliographiques

– E. FROMY, Mesures en radiotechnique, Dunod, Paris 1963 - pp. 127 à 163.

– Les techniques de l'ingénieur - fiches N° R 914 et R 915.

– Roger Ch. Houzé, Banc d'essai du Pont d'impédance GR 1656 - Electronique Professionnelle, 23 novembre 1972.

– Impedance mesurement - extrait (pp. 66 à 73) du catalogue General Radio.

– Notice du pont TF 2700 Marconi Instruments.

Analyse

Connu comme composant actif à forte résistance d'entrée, le transistor à effet de champ est souvent utilisé après des circuits oscillants à faibles pertes ou dans les sondes actives à forte impédance d'entrée. En fait, la notion de forte résistance d'entrée n'est strictement valable qu'aux fréquences basses, et il arrive fréquemment qu'un transistor à effet de champ présente, en HF, un comportement tout autre, se traduisant par une résistance d'entrée de l'ordre du kilohm seulement, voire par une résistance négative d'entrée, susceptible d'en faire un oscillateur.

Après une explication physique de cette notion de « résistance négative d'entrée », l'article traite du calcul du comportement d'entrée du transistor à effet de champ, chargé soit dans le drain, soit dans la source. Il mentionne également des méthodes de compensation ainsi que des procédés de mesure.

Le comportement d'entrée du transistor à effet de champ

La notion de la résistance ou conductance négative d'entrée

Toute « action » peut être soit positive, soit négative. Ainsi, on connait une « retroaction » positive (réaction) et une retroaction négative (contre-réaction). Dans le langage technique, on préfère la « contre-réaction » à la « réaction négative », car la première de ces deux expressions décrit plus clairement ce qui se passe, du point de vue physique.

Dans le cas de la notion de « résistance », il serait, de même, possible de décrire, plus clairement qu'avec des signes mathématiques, l'action physique d'une telle résistance.

A titre de comparaison avec les « résistances » de la vie courante, on peut utiliser l'exemple d'un cycliste qui s'apprête à partir. Si on veut lui opposer « résistance », on le retient. Si on lui oppose une résistance nulle, on le laisse partir comme il l'entend. Mais quand on lui oppose une « résistance négative », c'est-à-dire le contraire d'une résistance ? On le pousse ! Bien entendu, dans le langage courant on parlera, en pareil cas, non pas de résistance négative, mais d'assistance.

Cependant, cette notion d' « assistance » n'existe pas dans le langage technique où on ne connaît que celle de la résistance négative. Mais il n'est pas interdit de se souvenir, chaque fois que le terme de « résistance négative » sera mentionné dans ce qui suit, qu'il s'agit en fait d'une « assistance ».

Bien entendu, la signification du signe mathématique ne change pas, quand on passe de la résistance à son inverse, la conductance. L'utilisation de cette notion de conductance est commode, ainsi qu'on le verra par la suite, quand il s'agit de calculer des mises en parallèle d'éléments réactifs ou résistifs.

Définition du comportement d'entrée

Comme le comportement d'entrée d'un transistor varie avec la fréquence de travail, il est commode de le définir par rapport aux caractéristiques d'un circuit oscillant qui se trouve accordé sur cette fréquence de travail. Dans la **figure 1**, on couple un générateur par une capacité faible, C_1, à un circuit oscillant dont les pertes propres sont décrites par la conductance G. A la résonance (pulsation $\omega_o = 2 \pi f_o$), le coefficient de qualité de ce circuit sera, à vide, $Q_o = C \omega_o / G$. Quand on connecte une conductance positive G_P aux bornes de ce circuit, l'amortissement ainsi introduit provoque une diminution de la tension ainsi qu'une réduction du coefficient de qualité à

$$Q_1 = \frac{C \omega_o}{G + G_P}$$

ce qui signifie une augmentation de la largeur de bande.

A droite, la **figure 1** comporte un circuit se comportant comme une résistance négative, du fait qu'il contient un amplificateur A et une impédance de réaction Z_r. Cette impédance peut être telle qu'elle ramène, dans un certain domaine de fréquences, plus d'énergie (amplifiée) au circuit oscillant que celui-ci ne perd du fait de l'inévitable résistance d'entrée de l'amplificateur G_e. Cette « assistance » fait que la tension aux bornes du circuit prend une valeur plus grande que celle à vide, et la conductance négative G_n provoque, si on fait abstraction de G_e, un nouveau facteur de qualité

$$Q_2 = \frac{C \omega_o}{G - G_n}$$

Quand $G_n < G$, on a le cas du cycliste qu'on pousse suffisamment pour qu'il puisse démarrer plus facilement, mais pas encore assez pour qu'il puisse rouler sans pédaler. C'est-à-dire que l'assistance qu'on donne ne compense que partiellement les pertes qui sont mécaniques dans le cas de la bicyclette, et électriques dans celui du circuit oscillant. Ce dernier accusera donc simplement une bande passante plus

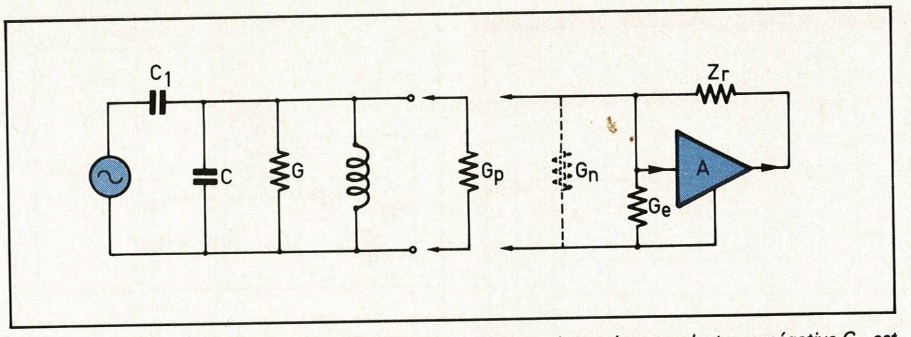


Fig. 1. – La conductance positive G_p amortit le circuit oscillant, alors qu'une conductance négative G_n est équivalente à une injection d'énergie, susceptible de déterminer des oscillations spontanées.

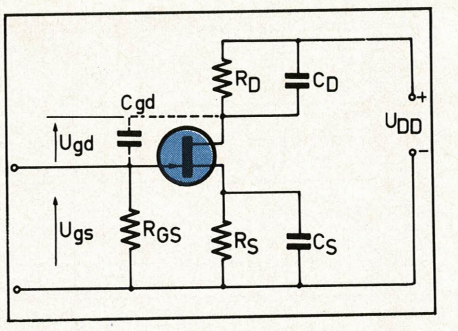


Fig. 2. – Dans le cas du montage source commune, une charge capacitive de drain détermine une résistance positive d'entrée.

étroite, ce qui peut être utilise dans certaines applications au filtre passe-bande.

Mais si on pousse l'assistance au point où ladite poussée fait rouler le cycliste en roue libre, on surcompense les pertes de telle sorte que $G_n > G$, et dans le cas de la **figure 1**, cela signifie qu'on obtient un oscillateur. Et il est parfaitement possible d'utiliser comme tel l'un des montages qui seront décrits plus loin.

Comportement d'entrée en source commune

Dans la **figure 2**, on suppose C_S assez grande pour que l'étage puisse être considéré comme fonctionnant en source commune, la charge étant constituée par la mise en parallèle de R_D avec l'inévitable capacité de sortie C_D. L'impédance de charge est ainsi

$$Z_D = \frac{R_D}{1 + j\,\omega\,C_D\,R_D} \qquad (1)$$

En supposant la résistance interne de sortie du transistor grande devant Z_D, on obtient une tension de sortie

$$u_{ds} = -\,u_{gs}\,s\,Z_D,$$

si s est la pente (transconductance) du transistor.

La réaction interne est décrite par la capacité c_{gd}. A ses bornes, on observe une tension

$$u_{gd} = u_{gs} - u_{ds} = u_{gs}\,(1 + s\,Z_D)$$

En déterminant l'intensité de réaction (dans c_{gd}), $i_r = j\,c_{gd}\,\omega\,u_{gd}$, on peut calculer l'admittance d'entrée qui est due à la réaction interne par

$$y_{er} = \frac{i_r}{u_{gs}} = j\,c_{gd}\,\omega\,(1 + s\,Z_D) \qquad (2)$$

Pour obtenir l'admittance globale d'entrée, on devra également tenir compte de R_{GS} et de la capacité d'entrée du transistor.

Dans la pratique, il importe souvent de connaître la fréquence supérieure de coupure du circuit de drain

$$f_d = \frac{1}{2\,\pi\,R_D\,C_D} \qquad (3)$$

L'introduction de cette fréquence permet une certaine simplification du calcul, si on utilise (3) pour calculer, à l'aide de (1)

$$Z_D = \frac{R_D}{1 + j\,\frac{f}{f_d}} \qquad (4)$$

et si on pose ensuite cette expression dans (2). Après quelques transformations, on pourra alors séparer les parties réelle et imaginaire. Revenant à la notion de résistance, on trouvera ainsi, pour la résistance due à la réaction interne (apparaissant en parallèle à R_{GS})

$$r_{er} = \frac{\frac{f_d}{f} + \frac{f}{f_d}}{s\,R_D\,c_{gd}\,\omega}. \qquad (5)$$

La partie imaginaire fournira la valeur de la capacité qui, du fait de la réaction interne, apparaît en parallèle à celle de gate-source du transistor, soit

$$c_{er} = c_{gd}\,\left(1 + \frac{s\,R_D}{1 + \frac{f^2}{f_d^2}}\right). \qquad (6)$$

En cas de charge capacitive, r_{er} sera toujours positive, alors qu'une résistance d'entrée négative peut se présenter en cas de charge inductive. Pour le voir, il suffit de remplacer, dans (4) Z_D par $j\,\omega\,L_D$, ce qui mène à

$$y_{er} = j\,\omega\,c_{gd}\,(1 + j\,s\,L_D\,\omega)$$

En résolvant cette équation, on aboutira à un terme réel $-\,s\,c_{gd}\,L_D\,\omega^2$ qui représente bien une conductance négative d'entrée.

Exemple de calcul pour la charge capacitive de drain

On utilisera les caractéristiques du transistor BF 245 (s = 5,5 mA/V, c_{gd} = 1,1 pF, c_{gs} = 4 pF) pour calculer un étage fonctionnant avec R_{GS} = 10 MΩ et C_D = 10 pF (schéma de la **figure 2**).

Désirant obtenir une bande passante de 10 MHz, on calcule par (5) R_D = 1,6 kΩ. Tenant compte de la dispersion et des capacités de câblage, on porte c_{gd} à 2 pF.

Pour la résistance d'entrée, la courbe de la **figure 3** montre les valeurs calculées entre f = 100 kHz et f = 10 MHz. On voit qu'on ne peut guère considérer cet étage comme doté d'une forte résistance d'entrée, car celle-ci devient inférieure à 100 kΩ déjà à 1 MHz. De plus, la **figure 4** montre que la capacité d'entrée est plusieurs fois plus grande que c_{gs}, ce qui risque d'être gênant pour bien des applications.

L'utilisation d'un MOSFET semble plus indiquée, puisque la capacité de réaction interne est généralement de l'ordre de 0,03 pF seulement dans le cas d'un tel composant. Cependant, même avec un blindage très soigné, on n'arrivera guère en-dessous de 0,2 pF en pratique. De plus, la pente d'un MOSFET est deux à trois fois plus grande que la valeur utilisée pour l'exemple ci-dessus, si bien qu'on doit encore s'attendre à une résistance d'entrée de l'ordre de 10 kΩ à 10 MHz.

Comportement d'entrée en drain commun

Fonctionnant avec un taux élevé de contre-réaction, le montage drain commun permet d'obtenir un comportement d'entrée nettement plus favorable. En cas de charge capacitive il peut, cependant, présenter une résistance négative d'entrée, mais une compensation est alors possible.

La **figure 5** montre que $u_{gd} = u_{gs} + u_{ds}$. En posant $u_{ds} = u_{gs}\,s\,Z_s$, on obtient

$$u_{gd} = u_{gs}\,(1 + s\,Z_s), \qquad (7)$$

où s signifie de nouveau la pente, alors que

$$Z_s = \frac{R_s}{1 + j\,\omega\,C_S\,R_S}$$

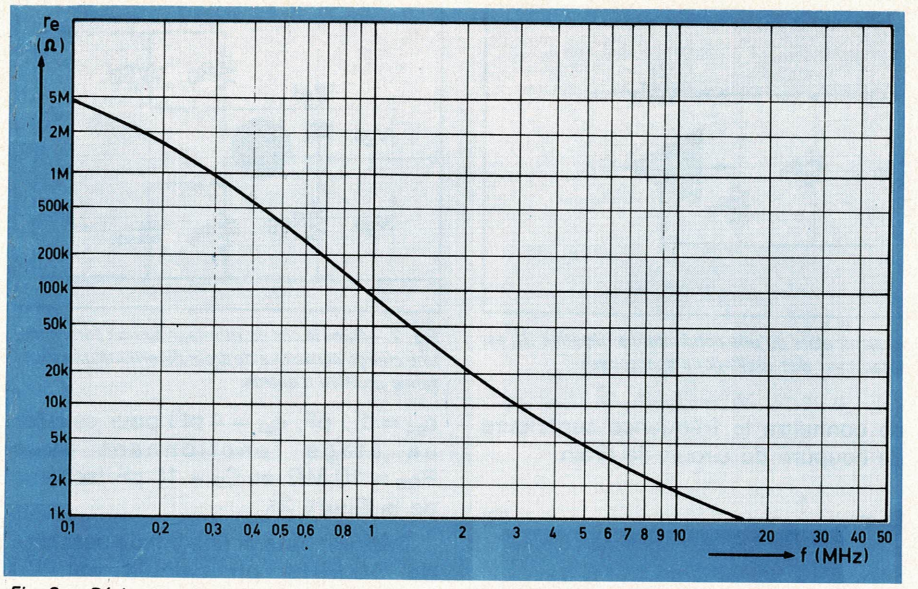


Fig. 3. – Résistance d'entrée du montage de la figure 2, en fonction de la fréquence.

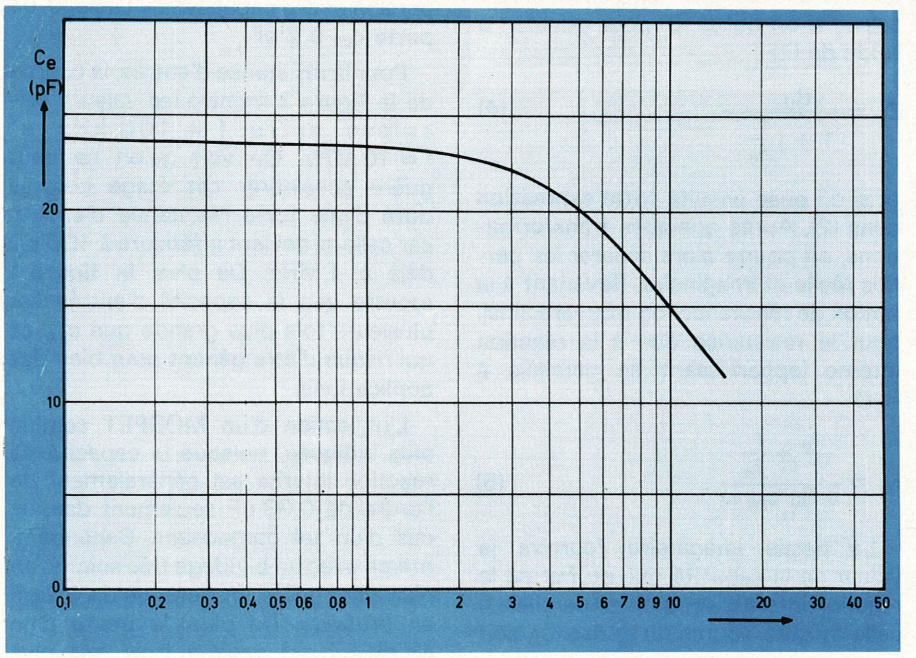


Fig. 4. – Capacité d'entrée du montage de la figure 2, en fonction de la fréquence.

est l'expression de l'impédance de source. Comme précédemment, on peut introduire la fréquence de coupure du circuit de source,

$$f_s = \frac{1}{(2\ \pi\ R_S\ C_S)}$$

pour écrire

$$Z_s = \frac{R_S}{1 + j\frac{f}{f_s}}. \qquad (8)$$

Du fait de la faible résistance interne de sortie du montage drain commun, f_s n'est pas identique avec la fréquence de coupure de l'amplificateur. Aux signaux faibles, cette dernière est donnée, en première approximation, par

$$f_c = \frac{s}{(2\ \pi\ C_S)}$$

En posant (8) dans (7), et en introduisant l'intensité alternative de gate, $i_g = u_{gs}\ j\ \omega\ c_{gs}$, on peut, après quelques transformations, déterminer l'admittance complexe d'entrée du montage de la **figure 5** par

$$y_{er} = \frac{\omega\ c_{gs}\ (j - \frac{f}{f_s})}{1 + j\frac{f}{f_s} + s\ R_S}$$

Puis, la séparation des termes réels et complexes mènera à l'expression d'une composante résistive d'entrée, correspondant à une conductance :

$$g_{er} = -\frac{\omega\ c_{gs}\frac{f}{f_s}\ s\ R_S}{(1 + s\ R_S)^2 + \frac{f^2}{f_s^2}} \qquad (9)$$

apparaissant aux bornes de R_G, et la composante capacitive d'entrée, due à la réaction interne, pourra être calculée par

$$c_{er} = \frac{1 + s\ R_S + \frac{f^2}{f_s^2}}{(1 + s\ R_S)^2 + \frac{f^2}{f_s^2}}, \qquad (10)$$

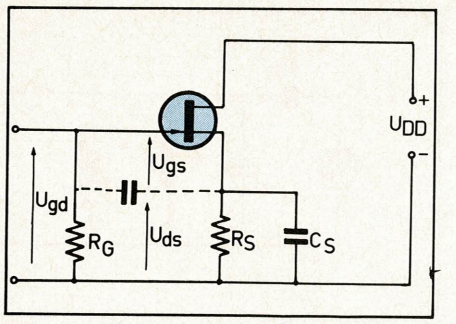


Fig. 5. – Une charge capacitive dans le circuit de source détermine une résistance négative d'entrée.

Même à des fréquences supérieures à f_s, on pourra, dans ces deux expressions, négliger le terme f^2/f_s^2 au dénominateur. Avec cette simplification, on trouve

$$r_{er} = -\frac{f_s\ (1 + s\ R_S)^2}{\omega\ c_{gs}\ f\ s\ R_S} \qquad (11)$$

pour la résistance apparaissant en parallèle à R_G.

Exemple de calcul pour la charge capacitive de source

Pour les mêmes caractéristiques de transistor que précédemment ($s = 5{,}5$ mA/V, $c_{gs} = 4$ pF) et $R_S = 1{,}6$ kΩ, $C_S = 10$ pF, le graphique de la **figure 6** donne les valeurs calculées par (11). Ces valeurs ne correspondent pas tout à fait aux conditions de fonctionnement du montage de la **figure 5,** où R_G maintiendra, aux fréquences basses, une valeur positive de la résistance d'entrée. La valeur résultante devient ainsi infinie quand

$$R_G = \frac{f_s\ (1 + s\ R_S)^2}{f^2\ 2\ \pi\ c_{gs}\ s\ R_S}$$

ce qui correspond à une fréquence

$$f_1 = (1 + s\ R_S)\sqrt{\frac{f_s}{2\ \pi\ c_{gs}\ s\ R_S\ R_G}}$$

Si on admet que $s\ R_s \geqslant 1$, et si on introduit la fréquence de coupure du circuit de gate,

$$f_g = \frac{1}{2\ \pi\ c_{gs}\ R_G},$$

on arrive à l'expression simplifiée

$$f_1 = \sqrt{f_g\ f_s}$$

Cette expression peut être appliquée à un transistor bipôlaire (collecteur commun), si on remplace f_g par la fréquence de coupure du gain en courant émetteur commun. Elle donne alors la fréquence à partir de laquelle un étage collecteur commun est susceptible de fonctionner comme oscillateur.

Il serait difficile de représenter, par une courbe en fonction de la fré-

quence, la valeur globale de la résistance d'entrée (mise en parallèle de R_G avec r_{er}), puisque cette valeur passe par l'infini. Cette fonction sera donc représentée par le tableau ci-dessous, lequel contient également la fraction de la capacité d'entrée qui est due à l'effet de réaction interne. La capacité d'entrée totale est nettement plus grande, car la capacité gate-drain s'y ajoute, et il faut également tenir compte de la capacité propre de R_G ainsi que des capacités de câblage.

Pour qu'on puisse apprécier la signification pratique de la résistance négative d'entrée, le tableau comporte également des valeurs de référence, donnant l'impédance à la résonance de circuits oscillants accordés sur la fréquence de travail. On peut ainsi constater que le montage de la **figure 5** devient un oscillateur, quand on connecte sur son entrée un circuit oscillant dont Q = 100 et qui est accordé sur 30 MHz par C = 100 pF. Dans le cas de C = 20 pF, c'est déjà à moins de 10 MHz qu'on observera des oscillations spontanées, et des mesures effectuées aux bornes d'un circuit oscillant seront faussées pour des fréquences nettement plus basses, si on utilise le montage de la **figure 5** dans une sonde active. Ce n'est qu'en-dessous de 1 MHz que ce phénomène pourra être négligé, mais même alors on est obligé de prévoir une compensation de la résistance négative d'entrée, dans le cas d'une sonde active, car autrement celle-ci osciller-ait, si on court-circuitait son entrée simplement par une boucle de fil.

Compensation de la résistance négative d'entrée

La méthode de compensation la plus courante consiste dans l'insertion d'une résistance d'amortissement R_A dans la connexion d'entrée du montage. Cette méthode est esquissée dans la **figure 7**, où le comportement d'entrée du transistor a été représenté par un dipôle, composé de la mise en parallèle de r_{er} avec la capacité d'entrée c_e laquelle se compose, à son tour, de la grandeur c_{er} précédemment calculée, de la capacité c_{gd} du transistor et de la capacité de câblage C_C. Aux fréquences à partir desquelles r_{er} devient gênante, on peut négliger l'effet de R_G. Par contre, on doit tenir compte de l'inévitable capacité propre de cette résistance qui fait qu'il ne sera guère possible, en pratique, de maintenir c_e à moins de 4 pF.

Pour le calcul de la condition de compensation, on aura avantage à

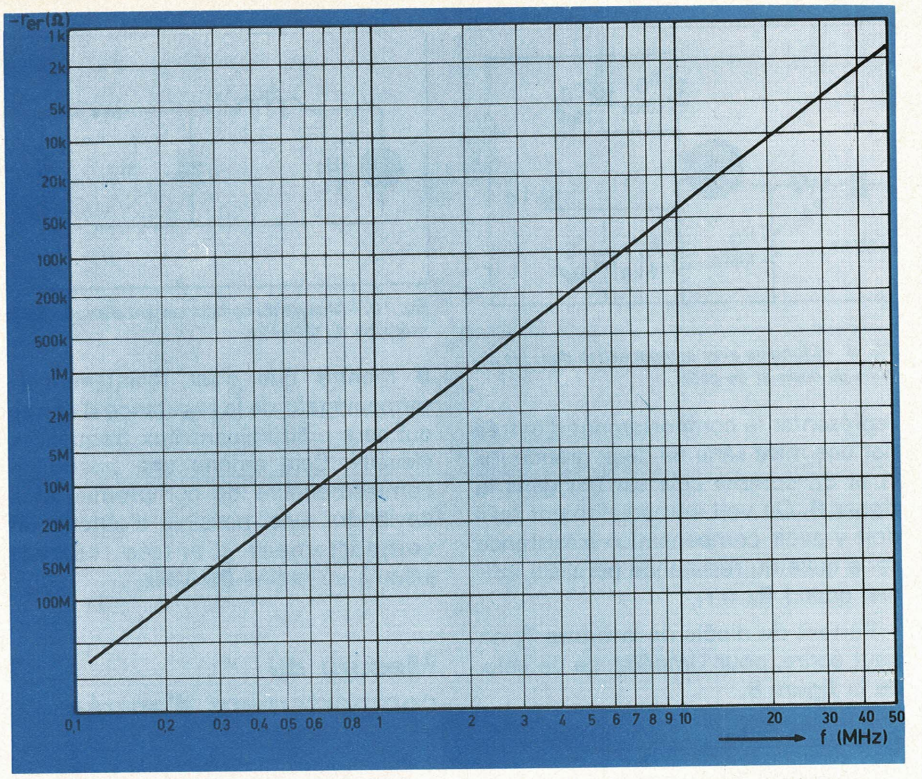


Fig. 6. – Valable pour le montage de la figure 5, cette courbe donne, en fonction de la fréquence, le terme résistif d'entrée qui est dû à la réaction interne.

Comportement d'entrée en fonction de la fréquence, circuit de la figure 5

Fréquence (MHz)	r_e (Ω)	c_{er} (pF)	Valeurs de référence pour circuit oscillant Q = 100 et C = 100 pF (Ω)	C = 20 pF (Ω)
0,1	10,2 M	0,41	1,6 M	8 M
0,2	11 M	0,41	800 k	4 M
0,3	12,6 M	0,41	530 k	2,7 M
0,5	23,5 M	0,41	320 k	1,6 M
0,66	∞	0,41	240 k	1,2 M
1	– 7,7 M	0,41	160 k	800 k
2	– 1,2 M	0,41	80 k	400 k
3	– 510 k	0,41	53 k	270 k
5	– 170 k	0,41	32 k	160 k
7	– 88 k	0,43	23 k	110 k
10	– 43 k	0,45	16 k	80 k
20	– 11 k	0,57	8 k	40 k
30	– 4,9 k	0,78	5,3 k	27 k
50	– 1,7 k	1,5	3,2 k	16 k

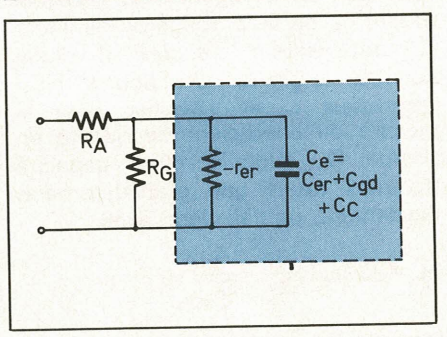


Fig. 7. – Compensation de la résistance négative d'entrée par une résistance série d'amortissement, R_A.

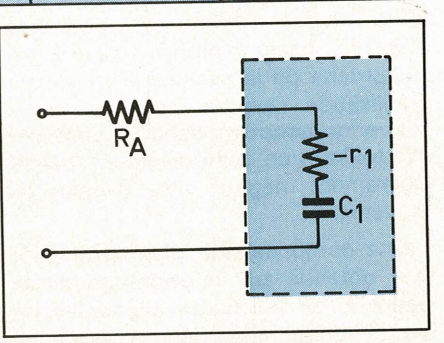


Fig. 8. – La représentation série du comportement d'entrée montre qu'il y a compensation quand $R_A = r_1$.

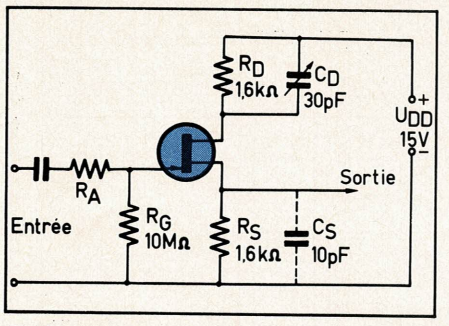


Fig. 9. – Montage avec compensation dans les circuits de drain et de gate.

représenter le comportement d'entrée par une mise série de deux grandeurs, r_1 et c_1, comme cela est fait dans la **figure 8**. On voit immédiatement qu'il doit y avoir compensation (résistance série nulle ou résistance parallèle infinie) quand $R_A = r_1$.

Partant du dipôle de la **figure 7**, on peut écrire, pour l'impédance de celui de la **figure 8**,

$$z_e = \frac{-r_{er}}{j\omega c_e \left(-r_{er} + \frac{1}{j\omega c_e}\right)}$$

Déterminant la partie réelle,

$$-r_1 = \frac{-r_{er}}{r_{er}^2 c_e^2 \omega^2 + 1},$$

on constate que son expression peut être simplifiée à

$$-r_1 = \frac{1}{r_{er} c_e^2 \omega^2},$$

dans le cas des valeurs qu'on sera amené à utiliser en pratique.

Remplaçant r_{er} par (11), on arrive à

$$-r_1 = \frac{c_{gs} s R_S}{2\pi f_s (1 + s R_S)^2 c_e^2}, \quad (12)$$

c'est-à-dire à une expression indépendante de la fréquence. Avec les valeurs utilisées dans les exemples précédents, et $c_e = 4$ pF, on trouvera la condition de compensation pour $R_A = r_1 = 365\ \Omega$.

Les simplifications admises ne tiennent pas compte de l'augmentation que c_{er} subit aux fréquences élevées, si bien que cette méthode aboutira toujours à des résistances positives d'entrée assez faibles, quand on s'approche de la fréquence maximale d'utilisation. Dans le cas d'une sonde active, on adoptera donc un compromis tolérant un comportement résistif légèrement négatif aux fréquences moyennes.

Une compensation plus large peut être obtenue par le montage de la **figure 9**, où la charge capacitive de drain fait apparaître, dans la résistance d'entrée, une composante positive supplémentaire. Cependant, l'allure différente des courbes des **figures 3 et 6** montre que c'est maintenant le terme négatif de la résistance d'entrée qui sera prédominant aux fréquences élevées. Cela amène une possibilité complémentaire de compromis, et il deviendra ainsi possible d'obtenir un comportement d'entrée correct jusqu'à au moins 50 MHz.

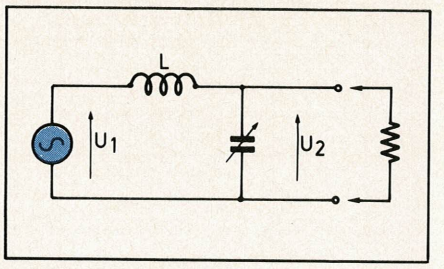


Fig. 10. – Mesure du comportement d'entrée par la méthode du Q-mètre.

Mesure du comportement d'entrée

Une vérification expérimentale du comportement d'entrée d'une sonde active est indispensable à cause des simplifications admises dans le calcul, et aussi du fait que la capacité de câblage entre avec son carré dans l'expression (12). Elle peut être entreprise à l'aide d'un circuit oscillant, accordé sur la fréquence de travail, et dont on mesure successivement le coefficient de qualité à vide et en présence du dipôle dont on veut vérifier le comportement.

Pour cela, on peut faire appel à la méthode du Q-mètre, illustrée par la **figure 10**, et où le coefficient de qualité est donné par $Q = u_2/u_1$. On peut également utiliser le montage de la **figure 11** qui aboutira à

$$Q = \frac{U_2 C}{U_1 C_1}$$

si $C_1 \leqslant C$. De plus, il est encore possible de déterminer Q par la méthode de la largeur de bande.

Après avoir mesuré, par l'une de ces méthodes, le coefficient de qualité à vide, Q_o, on connecte le circuit à mesurer. Pour en compenser la capacité propre c_e, on sera obligé de diminuer le condensateur d'accord C d'une quantité $\Delta C = c_e$. On pourra ainsi déterminer c_e et travailler, pour la mesure du coefficient de qualité en charge, Q_1, avec la même capacité d'accord totale que précédemment. Finalement, on calculera, avec

$$G_e = C\omega_o \left(\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_o}\right)$$

la conductance d'entrée, ou avec

$$R_e = \frac{Q_o Q_1}{C\omega_o (Q_o - Q_1)}$$

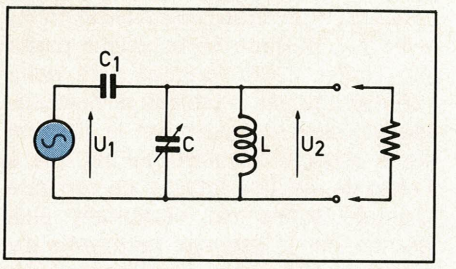


Fig. 11. – Méthode de mesure basée sur un circuit parallèle.

la résistance d'entrée que le dipôle examiné présente à la pulsation de travail ω_o.

On procède ainsi pour différentes fréquences, ce qui permet de représenter le comportement d'entrée par une courbe. Si des oscillations spontanées apparaissent lors d'une telle mesure, on peut amortir le circuit de mesure par une résistance parallèle qu'on choisira de façon que cet amortissement corresponde tout juste à la cessation des oscillations. Puis, on tiendra compte de cette résistance lors du calcul.

Exemples. – Avec un bobinage donné, on obtient, à vide, résonance pour $f_o = 10$ MHz avec $C = 100$ pF et $Q = 100$. Après avoir connecté le circuit à mesurer, on constate qu'il faut ramener C à 95 pF pour retrouver la résonance. On a donc $c_e = 100 - 95 = 5$ pF. Le nouveau facteur de qualité est $Q_1 = 150$. On en déduit $G_e = -20{,}9\ \mu S$ et $R_e = -47{,}8\ k\Omega$. – Autre exemple : mêmes grandeurs à vide que ci-dessus, mais on constate des oscillations quand on connecte le circuit à mesurer (persistance d'une tension aux bornes du circuit L-C, même quand le générateur est coupé). Procédant à des amortissements par résistances parallèles, on constate que les oscillations persistent encore pour $R = 15\ k\Omega$, alors qu'elles cessent pour $R = 10\ k\Omega$. On conserve $10\ k\Omega$ et on mesure, après avoir fait l'accord, $Q = 200$. L'expression ci-dessus mène à $R_e = -31{,}8\ k\Omega$. Comme cette valeur englobe la résistance d'amortissement de $10\ k\Omega$, on détermine par

$$\frac{-10 \times 31{,}8}{(10 + 31{,}8)} = -7{,}6\ k\Omega$$

la résistance d'entrée du dispositif mesuré.

La mesure d'impédances (positives ou négatives) assez faibles est également possible si on procède à une adaptation, par exemple en utilisant, pour C, deux condensateurs mis en série, et en ne connectant le dispositif à mesurer que sur l'un d'eux. Ainsi, la méthode devient également utilisable pour la mesure du comportement d'entrée de transistors bipôlaires.

H. SCHREIBER

Analyse

Les transistors de puissance bien connus pour leurs utilisations en régime linéaire, en particulier dans les alimentations continues et régulées et les amplificateurs de puissance, ont vu leur technologie considérablement évoluer durant cette dernière décennie. Les fabricants de semi-conducteurs ont développé la technique de diffusion des jonctions avec un succès croissant et c'est ainsi qu'aujourd'hui on atteint des tensions de claquage particulièrement élevées (de l'ordre de 1000 V maximum entre collecteur et émetteur suivant la configuration de la base.

Les transformateurs de commande de base pour transistors haute tension

Une ère nouvelle s'ouvrait donc pour le transistor de puissance : son utilisation en régime de commutation, non pas que ce fonctionnement soit méconnu jusqu'à ce jour, mais qu'il fut limité à de très basses puissances pour des transistors du type planar.

Le transistor de puissance en régime de commutation permet des réalisations aussi diverses que des alimentations à découpage, commandes de moteurs continus ou alternatifs, chauffage moyenne fréquence, convertisseurs pour électro-érosion et alimentation de secours.

Pourquoi une commande de base isolée ?

La majorité des convertisseurs utilisant des transistors de puissance en régime de commutation peut se représenter par le schéma synoptique de la **figure 1**. L'énergie, généralement continue, est directement prélevée soit sur réseau alternatif 50 Hz ou 60 Hz par l'intermédiaire d'un pont de redresseurs et d'une capacité de filtrage, de sorte qu'une tension continue avec une certaine ondulation résiduelle se retrouve aux bornes du convertisseur, soit directement aux bornes d'une batterie d'accumulateurs.

La **figure 2** montre un certain nombre de convertisseurs conventionnels faisant appel à la technique de commutation.

Les avantages de ces types de montage sont multiples et nous citerons parmi eux :

– conversion d'énergie à haute fréquence avec transformateur d'isolement de petite taille ;

– régulation à fréquence de découpage afin de minimiser les pertes dans les divers circuits ;

– transformation de l'énergie à partir de la haute tension sans transformateur abaisseur.

Il ne reste à résoudre qu'un problème de commande pour le ou les transistors de puissance car, pour pouvoir commuter de l'énergie un transistor demande sur sa base la mise en œuvre ou l'interruption d'un signal (blocage ou saturation). L'énergie demandée pour la mise en conduction est relativement faible et peut, de ce fait, être prélevée sur la basse tension d'alimentation des circuits de contrôle.

Dans la majorité des schémas présentés, il est nécessaire d'avoir un isolement galvanique entre la basse tension et la haute tension d'alimentation du convertisseur les émetteurs n'étant pas, en général, au même potentiel. Cet isolement, vu les hautes fréquences de fonctionnement (supérieures à 20 kHz) pourra être réalisé grâce à un transformateur d'impulsion convenablement adapté.

Il s'avère qu'en fonction de la forme de l'impulsion de courant **(fig. 3)** à fournir au transistor de puissance le transformateur paraît être la solution la plus fiable et la plus économique. Le courant de base sera, dans ce qui suit, le paramètre sur lequel nous raisonnerons pour les régimes de blocage et de saturation.

Description des différents circuits de commande

On peut utiliser, au moins, trois méthodes différentes pour commander par transformateur la base d'un transistor de puissance en régime de commutation. Il est nécessaire, cependant, d'avoir une fréquence répétitive des impulsions de commande suffisamment grande et de plus une impulsion de largeur maximum 47 à 48 % de la période totale afin de ne pas saturer le circuit magnétique et d'éviter des transformateurs de commande de taille importante.

Le circuit de la **figure 4** montre une liaison directe entre le secondaire du

transformateur d'isolement et la jonction base-émetteur du transistor Q_2 à commander.

Si nous conservons les notations de la **figure 3**, à savoir :

t = durée de la commande de base, et si :

$V_{be\ sat}$ = tension base-émetteur de Q_2 en régime saturé

I_b = courant de base moyen.

L'énergie électrique nécessaire à la saturation s'exprimera par la relation :

$$W_1 = V_{be\ sat} \cdot I_b \cdot t \qquad (1)$$

Une liaison par réseau R_bC_b parallèle **(fig. 5)** a pour but de minimiser les pertes de commutation dans le transistor de puissance. En effet, lors de la mise en conduction la capacité C_b se charge rapidement permettant ainsi de réduire les temps de retard (td) et de montée (tr) du courant collecteur (voir **fig. 3**).

La constante de temps définie par ce réseau R_bC_b ne devra pas excéder le 1/10 de la durée totale de l'impulsion t.

La puissance dissipée pour la commande sera, avec les mêmes notations que précédemment :

$$W_2 = (V_{be\ sat} + R_b \cdot I_b) \cdot I_b \cdot t \qquad (2)$$

Les deux circuits décrits ont cependant l'inconvénient de ne pas évacuer le courant de base superflu lorsque le courant collecteur varie dans le transistor de puissance Q_2. Le circuit de la **figure 6** remédie à cet inconvénient grâce à la diode D_3 (« clamping diode »).

En appelant V_D la tension de seuil de chaque diode l'énergie requise par le transistor Q_2 pour sa commande sera :

$$W_3 = (V_{be\ sat} + 2 \cdot V_D) \cdot I_b \cdot t \qquad (3)$$

L'utilisateur, en fonction du problème qu'il rencontre, choisira le dispositif de commande le mieux adapté : le premier circuit est celui qui a le rendement maximum à courant collecteur constant, le second minimise les pertes de commutation du transistor de puissance, quant au troisième circuit il permet de fonctionner à courant collecteur variable sans saturer de trop le transistor commandé.

Calcul des caractéristiques du circuit de commande

Les calculs qui suivent se feront sur le montage à liaison directe de la **figure 4**, mais il est bien évident qu'ils resteront valables pour les autres montages en substituant l'énergie W_1 par son homologue W_2 ou W_3.

Si on considère l'allure de l'impulsion de courant, **figure 3**, on peut se fixer une variation linéaire de I_{b1} à I_{b2}. La valeur du courant de base I_{b2} correspond, pour le courant collecteur I_c maximal, au gain forcé (I_c/I_{b2}) à $V_{ce\ sat}$ donné, conseillé par le constructeur dans ses notices.

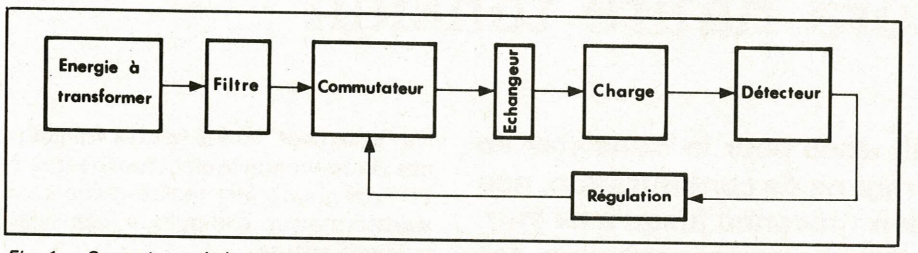


Fig. 1. – Synoptique général d'un convertisseur statique à transistors.

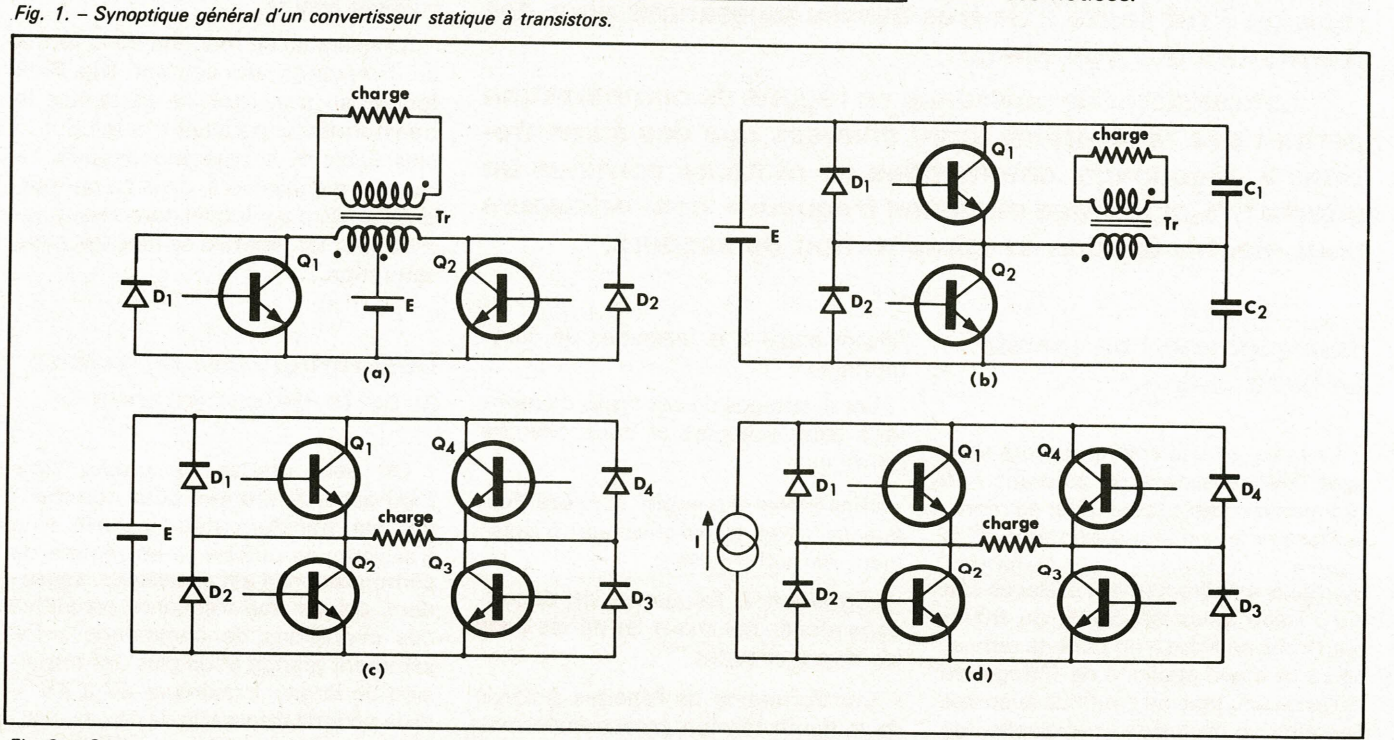


Fig. 2. – Quelques convertisseurs statiques d'énergie continue. L'énergie pourra être fournie à la charge bipolaire sous forme alternative ou continue selon la configuration de l'échangeur.
(a) type demi-pont parallèle
(b) type demi-pont série
(c) type pont complet H commutateur de tension
(d) type pont complet H commutateur de courant.

L'énergie W_1 sera emmagasinée dans l'inductance L_2 de l'enroulement secondaire du transformateur, soit :

$$W_1 = \frac{1}{2} . L_2 . (I^2_{b1} - I^2_{b2}) \quad (4)$$

Il en résulte, connaissant W_1 par la formule (1), la valeur de L_2.

Le courant au primaire du transformateur durant la période de saturation du transistor Q_1 varie de la valeur

$$I_{b2} . \frac{n_2}{n_1}$$

à la valeur

$$I_{b1} . \frac{n_2}{n_1}$$

où $\frac{n_2}{n_1}$

est le rapport de transformation de Tr.

L'inductance primaire du transformateur Tr s'exprime en fonction de ce rapport de transformation :

$$L_1 = L_2 . \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \quad (5)$$

Afin de simplifier les calculs nous supposerons, ce qui est légitime dans une certaine gamme, que la capacité C se décharge linéairement pendant la période de saturation du transistor Q_1 entre les tensions $V_{c\,max.}$ et $V_{c\,min.}$. La variation du courant dans le primaire du transformateur Tr vérifie le système d'équations suivant :

$$\delta I_1 = (I_{b1} - I_{b2}) . \frac{n_2}{n_1} \quad (6)$$

$$\delta I_1 = [0{,}5 . (V_{c\,max.} + V_{c\,min.}) - V_{ce\,sat}] . \frac{T - t}{L_1} \quad (7)$$

où $V_{ce\,sat}$ est la tension collecteur-émetteur de saturation du transistor Q_1, les autres notations ayant déjà été définies.

De plus, il y a conservation de la quantité d'électricité dans le primaire du transformateur pendant la période de saturation des transistors Q_1 :

$$\frac{I_{b1} + I_{b2}}{2} . \frac{n_2}{n_1} . (T - t) = C . (V_{c\,max.} - V_{c\,min.}) + (T - t) . \frac{V_{cc} - 0{,}5 . (V_{c\,min.} + V_{c\,min.})}{R} \quad (8)$$

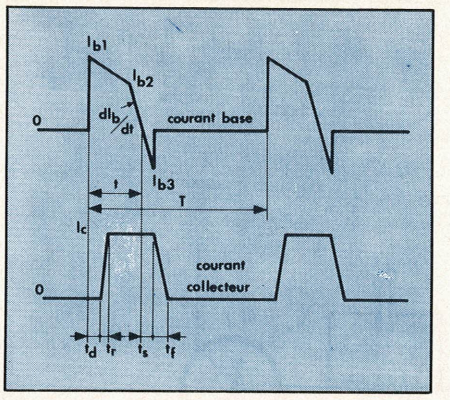


Fig. 3. – Configuration schématique des impulsions de courant base et collecteur (charge purement résistive). Le courant I_{b2} est la valeur conseillée par le constructeur pour obtenir une saturation optimale à courant collecteur maximal fixé. Le courant I_1, généralement compris entre 1,3 et 2 I_{b2}, est destiné à forcer la commutation à la fermeture dans les meilleures conditions possibles. La variation linéaire en $d\,i_b / d\,t$ de I_{b2} à I_{b3} (généralement comprise entre – 0,5 et – I_{b2}) contribue à la diminution des temps d'ouverture du transistor.

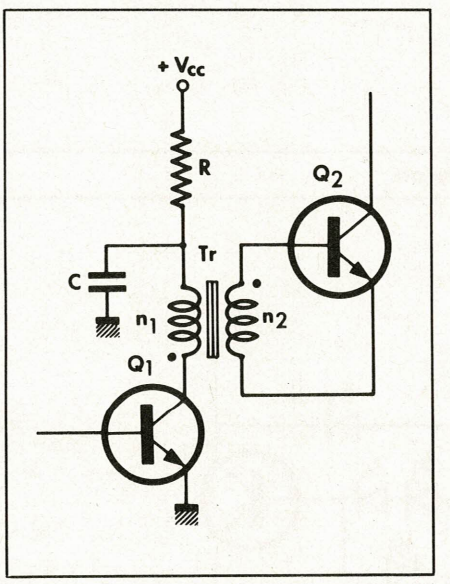


Fig. 4. – Etage de commande à liaison directe.

La capacité C doit se décharger de la valeur $V_{c\,max.}$ à la valeur $V_{c\,min.}$ durant la période de blocage du transistor Q_1, soit :

$$C . (V_{c\,max.} - V_{c\,min.}) = t . \frac{V_{cc} - 0{,}5 . (V_{c\,max.} + V_{c\,min.})}{R} \quad (9)$$

La combinaison des relations (8) et (9) permet de calculer une valeur simple de $0{,}5 . (V_{c\,max.} + V_{c\,min.})$:

$$0{,}5 . (V_{c\,max.} + V_{c\,min.}) = V_{cc} - R . \frac{I_{b1} + I_{b2}}{2} . (1 - \frac{t}{T}) . \frac{n_2}{n_1} \quad (10)$$

Si nous remplaçons la valeur obtenue dans (10) dans le système d'équations (6), (7), on obtiendra aisément la relation :

$$N^2 - \frac{V_{cc} - V_{ce\,sat}}{L_2 . (I_{b1} - I_{b2})} . (T - t) . N + \frac{R . (I_{b1} + I_{b2}) . (1 - t/T) . (T - t)}{2 . L_2 . (I_{b1} - I_{b2})} = 0 \quad (11)$$

dans laquelle $N = \frac{n_1}{n_2}$

On est conduit à rechercher la valeur maximum de R qui donnera une énergie maximum au secondaire du transformateur avec un minimum de dissipation énergétique dans le transistor Q_1.

Cette valeur de R sera atteinte lorsque la dérivée de l'équation (11) par rapport à N s'annulera, soit :

$$N = \frac{(V_{cc} - V_{ce\,sat}) . (T - t)}{2 . L_2 . (I_{b1} . I_{b2})} \quad (12)$$

$$R = \frac{(V_{cc} - V_{ce\,sat})^2 . (T - t)}{2 . L_2 . (I^2_{b1} - I^2_{b2}) . (1 - t/T)} \quad (13)$$

Les valeurs de N et de R conduiront au système singulier.

$$V_{c\,max.} + V_{c\,min.} = V_{cc} + V_{ce\,sat} \quad (14)$$

$$C . (V_{c\,max.} - V_{c\,min.}) = \frac{t}{T} . \frac{L_2 (I^2_{b1} - I^2_{b2})}{V_{cc} - V_{ce\,sat}} \quad (15)$$

Le système (14) – (15) comporte trois inconnues, il nous faut donc choisir l'une d'entre elles. Afin de simplifier la résolution, faisons l'hypothèse d'une charge et décharge linéaire de la capacité C. C'est-à-dire une différence entre

$$V_{c\,max.} - V_{c\,min.} = \frac{V_{cc} - V_{ce\,sat}}{3} \quad (16)$$

Soit en remplaçant dans les équations (14) et (15)

$$C = 3 . \frac{t}{T} . \frac{L_2 (I^2_{b1} - I^2_{b2})}{(V_{cc} - V_{ce\,sat})^2} \quad (17)$$

$$V_{c\,max.} = \frac{2 . V_{cc} + V_{ce\,sat}}{3} \quad (18)$$

$$V_{c\,min.} = \frac{V_{cc} + 2\,V_{ce\,sat}}{3} \quad (19)$$

Il est à remarquer que, suivant les valeurs de la tension d'alimentation V_{cc}

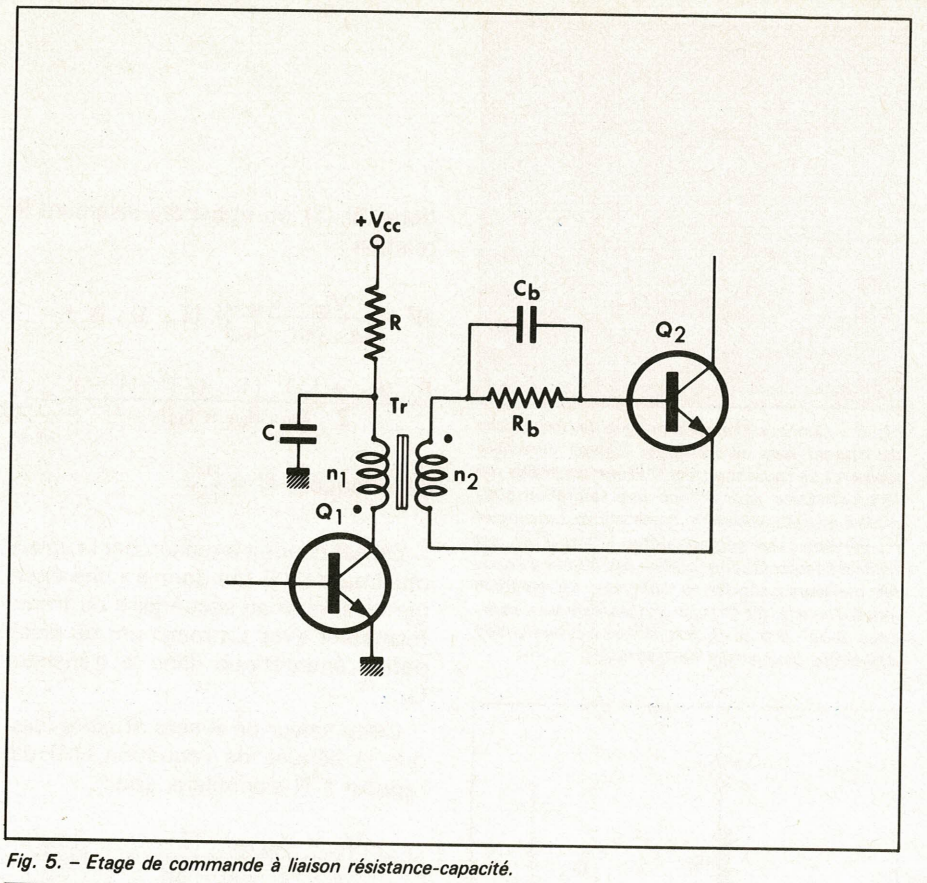


Fig. 5. – Etage de commande à liaison résistance-capacité.

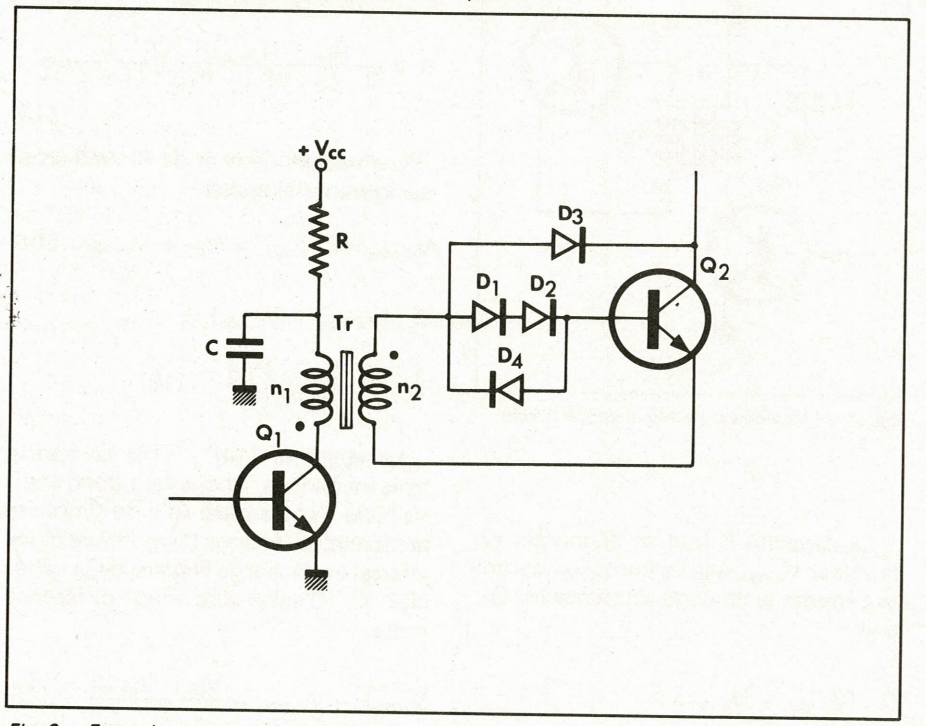


Fig. 6. – Etage de commande à diode de « clamping ».

on peut être amené à prendre une valeur légèrement différente pour $V_{c\,max.} - V_{c\,min.}$, il conviendra alors de recommencer les calculs à partir de la relation (16). Dès lors le circuit de commande est totalement défini par les valeurs des composants R et C et les caractéristiques du transformateur d'impulsion. Le bobinage de ce transformateur sera effectué sur un pot de ferrite avec entrefer ajustable ; on se reportera aux notices des fabricants de ferrites pour cette opération.

Applications

Les quelques calculs qui précèdent montrent qu'il est relativement facile de commander un transistor de puissance fonctionnant en régime de commutation à l'aide d'un transformateur d'impulsions. La configuration de ce type de transformateur est légèrement différente de celle rencontrée dans les circuits à thyristors. Les avantages qu'elle présente étant des fréquences de commutation plus élevées (supérieures à 50 kHz) et des commutations entièrement commandées par la base.

On rencontre une bibliographie relativement abondante dans les applications du transistor de puissance dans les alimentations à découpage ou bien dans les circuits de déflexion verticale pour tubes cathodiques où les semiconducteurs peuvent recevoir ce type de commande.

Le transistor haute-tension, grâce à sa fiabilité exceptionnelle lorsqu'il est utilisé dans des conditions optimales peut aussi bien être implanté dans des équipements industriels que dans des réalisations grand public.

Nous attirons plus particulièrement l'attention du lecteur sur le fait que ces dispositifs sont sensibles aux surcharges en intensité ou en tension, qu'elles soient brèves ou longues d'ailleurs.

Des réseaux et des circuits de protection à action très rapide (de l'ordre de la μs) seront mis en œuvre afin d'éviter ce genre de nuisances.

Il ne fait nul doute que dans la perspective actuelle de l'évolution technologique, le transistor haute-tension et fort courant sera le composant de demain en matière de commutation de puissance.

Gérard CAPOLINO
Ingénieur de recherche au C.N.R.S.
Conseiller technique à l'ESI
de Marseille

Bibliographie

(1) Les transistors de puissance en régime de commutation – Séminaire Paris, 23 octobre 1975 – Thomson C.S.F. – Division semi-conducteurs.

(2) Cahiers techniques Sescosem – N° 3 – Avril 1976.

(3) J.-M. PETER – « Limites de sécurité des transistors de puissance en régime de commutation ». – Rapport technique N° 266 – Mars 1975 – Thomson C.S.F. – Division semiconducteurs.

Electronique médicale

Tous les trois ans les spécialistes en électro-sommeil et électro-anesthésie se réunissent pour confronter les résultats de leurs travaux et faire le point sur leurs recherches en cours. Après Graz (Autriche) en 1966 et 1969, après Varna (Bulgarie) en 1972, le IVe Symposium International d'Electro-sommeil et d'Electro-anesthésie s'est tenu à Paris en 1975.

Electro-Anesthésie

De cette importante réunion, il se dégage trois axes d'orientation : l'électro-sommeil, l'électro-analgésie et l'électro-anesthésie. Ce clivage se justifie aussi bien par les méthodes utilisées que par les domaines d'applications où ces méthodes présentent une certaine efficacité. Toutefois, il est un point commun à toutes ces méthodes c'est pratiquement l'absence d'explications physiologiques quant aux effets observés. Comme le soulignait un orateur « nous constatons mais nous n'expliquons pas encore l'action du courant électrique dans le sommeil, l'analgésie ou l'anesthésie ». La biologie est une discipline complexe où la réaction n'est pas toujours la cause directe de l'action.

Il n'est pas dans notre propos de faire l'historique de ces méthodes mais il est bon de rappeler que c'est Stéphane Leduc, professeur de physique à l'Ecole de médecine de Nantes qui montra, en 1902, que l'on pouvait obtenir, chez l'animal, un sommeil caractérisé par l'inhibition des mouvements volontaires et de la sensibilité, grâce à l'application d'électrodes et sans trépanation. Les travaux de Leduc et de ses collaborateurs furent rapportés dans la thèse de Louise Rabinovitch (1906). Puis ce fut le silence jusqu'en 1965 où Djourno aborda ce problème dans l'Encyclopédie Médico-Chirurgicale. Notons cependant l'intérêt des Russes pour les travaux de Leduc puisque des études furent entreprises à partir de 1946 par l'Institut de Recherche Psychiatrique de l'Académie des Sciences Médicales.

Depuis, dans divers pays, de nombreuses équipes travaillent dans ce domaine et les résultats de leurs recherches sont rapportés dans le bulletin de la Société International d'Electro-sommeil et d'Electro-anesthésie, fondée en 1966.

L'**électro-sommeil** s'adresse à la psychiatrie et à la psychologie. C'est une technique intéressante à plusieurs titres. Elle vise à une psychothérapie non médicamenteuse, c'est-à-dire non toxique. Elle provoque un sommeil qui, paradoxalement, n'en est pas un. En fait, dans ce genre de thérapie ce n'est pas le sommeil qui reflète l'efficacité du traitement mais plutôt la restauration des rythmes biologiques perturbés. C'est la raison pour laquelle cette technicité a été parfois appelée électrothérapie cérébrale.

Par rythme biologique on entend les rythmes généraux telle la succession des jours et des nuits (nycthémère) et les rythmes locaux dont l'action peut déclencher l'anxiété, la dépression, la mélancolie. Le courant électrique est donc une méthode complexe dont les effets ne peuvent être mesurés qu'au moyen de tests.

De nombreuses expériences ont été réalisées et il faudrait pouvoir analyser statistiquement les milliers de cas qui ont subit ces épreuves. Néanmoins, bien que le courant électrique ne soit pas une panacée, les résultats sont favorables et l'électro-sommeil est une méthode qui se développera dans les années à venir.

Le sommeil est induit au moyen d'un générateur de courant par impulsions dont la fréquence de répétition peut varier de 2 à 138 Hz avec une intensité de 10 μ à 1 mA. La forme de l'impulsion est rectangulaire, d'une durée de 0,4 à 2 ms.

Pour les cures de sommeil de courtes durées, Koralek de Sao Paulo, utilise une paire de lunettes porte-électrodes (une frontale et deux rétro-mastoïdiennes) contenant un générateur miniaturisé (circuit intégré) alimenté par trois piles de 4,5 V assurant 60 heures d'autonomie. Le générateur délivre des impulsions de largeur réglable entre 0,2 et 0,8 ms, d'une fré-

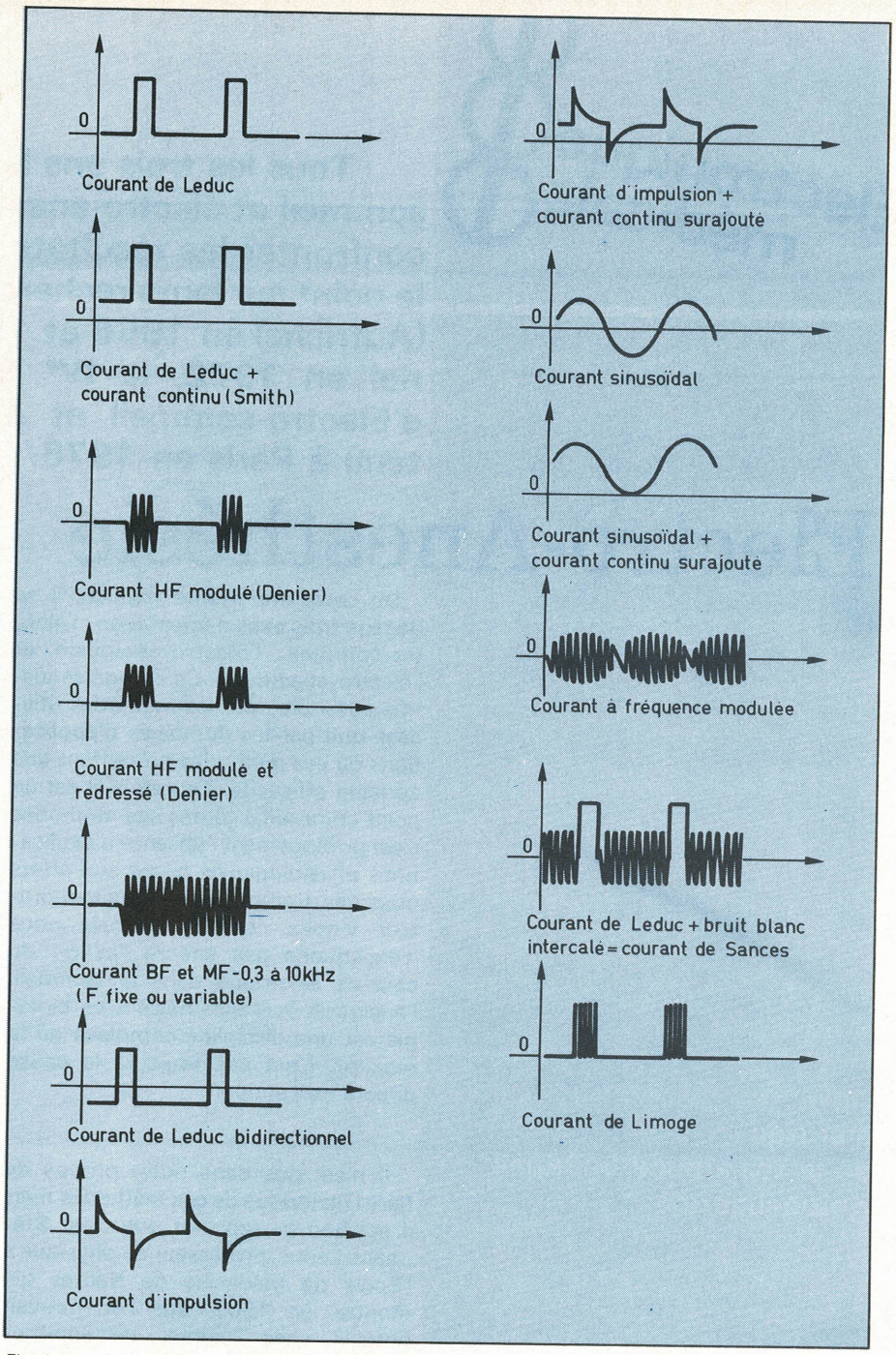


Fig. 1

quence réglable entre 10 et 120 Hz et délivrant un courant de 4 mA.

L'**électro-analgésie** : c'est certainement dans les méthodes visant à supprimer la douleur (analgésie) ou, la douleur et la conscience (anesthésie) que le courant électrique représente un moyen intéressant.

L'électro-analgésie, dont le domaine d'application par excellence est l'obstétrique, permet la suppression de drogues dont l'inconvénient est de passer à travers la barrière placentaire. Tout le monde est conscient du dilemne : accéder au désir de la parturiente de ne pas souffrir lors du travail et ne pas nuire au foetus par une médication qui ne lui est pas destiné.

La méthode psycho-prophylactique fut en son temps un moyen élégant de répondre à cette préoccupation. Toutefois, toutes les parturientes n'étaient pas réceptives ou disponibles pour appliquer cette méthode, surtout chez les primipares.

L'emploi du courant électrique apporte donc une méthode qui répond parfaitement à ces critiques. Les expérimentateurs ont agit prudemment en associant au courant électrique soit la psychoprophylaxie soit une faible médication, soit enfin le courant électrique seul. Les résultats sont encourageants puisqu'avec le courant seul on obtient 50 % de très bons résultats chez la primipare. En association, ce résultat est amélioré avec un moindre risque.

Le courant électrique est fourni par un générateur à tension constante sous la forme de courant impulsionnel, c'est-à-dire un train d'ondes HF (0,1 MHz) modulé dans un signal rectangulaire (largeur de l'impulsion 3 ms) de 80 Hz de fréquence. Courant maxi 5 mA. Nous verrons plus en détail l'aspect technique de ce type de générateur dans le paragraphe consacré à l'anesthésie.

L'**électro-anesthésie** est le dernier volet de ce triptyque, c'est aussi le plus spectaculaire puisque des interventions majeures et de longue durée ont été effectuées par cette méthode.

Sachons qu'une anesthésie générale classique comporte au départ une induction dont le but est de tranquiliser le patient, le rendre inconscient de l'activité qui l'entoure et qui est psychiquement traumatisante, et éventuellement le prémédiquer s'il est atteint d'une maladie autre que celle qui l'amène en salle d'opération. Ensuite, les drogues anesthésiantes proprement dites sont administrées, auxquelles on ajoute parfois des substances complémentaires à action spécifique, tels les curarisants (myorelaxants) facilitant le travail du chirurgien.

Il est certain, qu'à l'heure actuelle, le courant électrique ne peut remplacer en totalité tout cet arsenal thérapeutique. Il est certain aussi que devant une telle agression médicamenteuse, le seul fait d'en supprimer une partie, sans nuire à la qualité de l'anesthésie, représente un progrès dont bénéficie le patient dans les suites opératoires.

Il ne faut pas oublier qu'un malade chirurgical est parfois un insuffisant hépatique ou rénal à qui on demande, en plus du stress chirurgical, de faire face à une élimination massive de substances toxiques qu'il est souvent incapable d'assurer. En outre, les substances anesthésiques ont une action sur la formule blanche du sang et sur

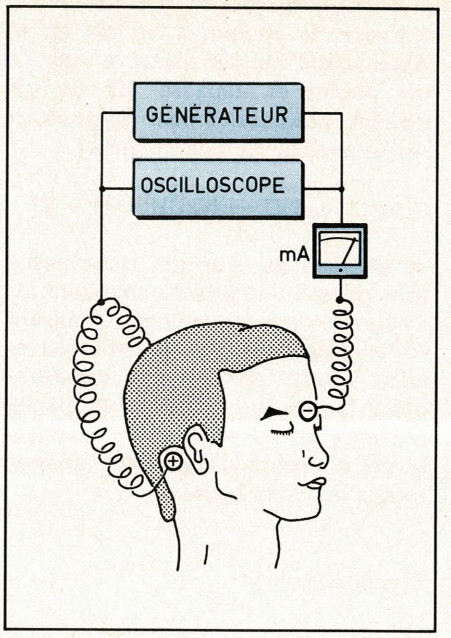


Fig. 2

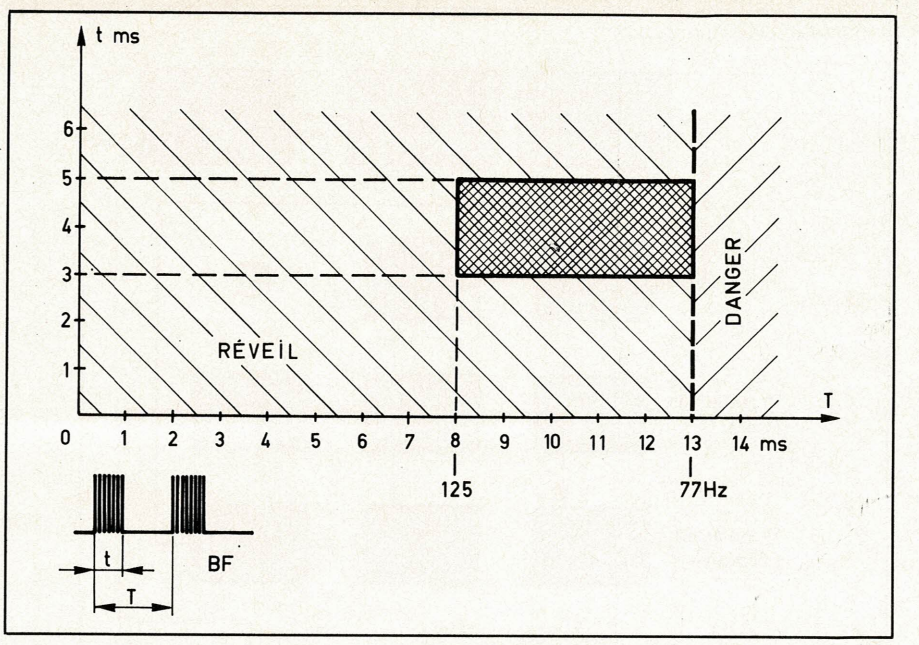


Fig. 4

les défenses immunitaires de l'organisme ; si bien que la diminution des doses de ces substances réduit d'autant les infections post-opératoires et par voie de conséquence l'emploi des antibiotiques.

Le courant électrique serait donc un moyen permettant d'éviter l'emploi de substances chimiques non dénuées d'effets secondaires. Cela ne veut pas dire pour autant que l'électricité soit une panacée et que maintenant tout est parfait.

Les diverses sortes de courant utilisées au cours des dernières années montrent qu'effectivement il a fallu chercher empiriquement une forme de courant qui apporte plus d'avantages que d'inconvénients, ce qui n'est pas toujours évident. La **figure 1** représente très schématiquement quelques-uns des courants expérimentés. Il semblerait que les meilleurs résultats obtenus proviennent de l'application d'un courant HF modulé et redressé (Denier), ou d'un courant HF impulsionnel (Limoge).

En outre, l'emplacement des électrodes joue un rôle important quant à la répartition spatiale des courants dans la boîte cranienne, c'est-à-dire dans les structures cérébrales. Là aussi, des essais sur modèles ont permis de choisir un emplacement pratique répondant à une action d'efficacité optimum **(fig. 2)**. Ainsi nous avons une électrode frontale placée entre les deux sourcils et deux électrodes occipitales logées dans la région rétro-mastoïdienne.

Au cours de ce **IVe Symposium,** des observations et une démonstration clinique à l'hôpital Necker, service du Pr Couvelaire, ont été commentées. A la lumière de ces résultats, que nous retrouvons dans la thèse du Dr Coeytaux, on peut dire qu'il existe à l'heure actuelle des éléments suffisamment précis pour poursuivre l'expérimentation.

Il s'agit d'un courant haute-fréquence, redressé, modulé par un courant rectangulaire de basse fréquence. Les différents paramètres de ce courant sont réglables à partir d'un générateur à tension constante. La haute fréquence peut varier de 60 à 335 kHz,

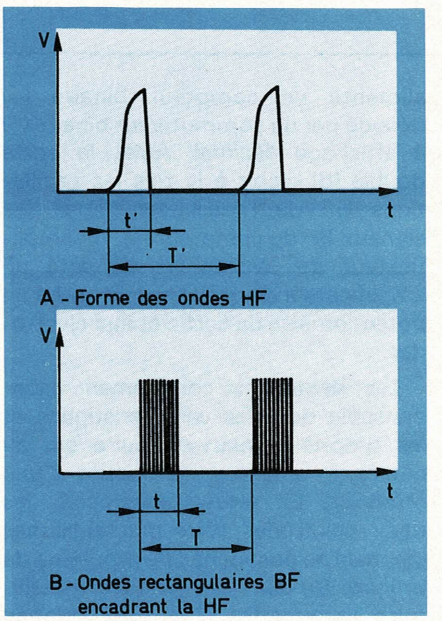


Fig. 3

mais c'est avec une HF voisine de 220 kHz que l'on obtient les sensations les moins désagréables. Ce paramètre n'est pas le seul en cause et il semble plus important de déterminer le rapport t'/T' **(fig. 3 A)** qui est un rapport fixe pour un appareil donné. La réalisation de plusieurs appareils a permit de montrer que les rapports les plus efficaces sont t'/T' = 1/4 et 1/5.

La basse fréquence est en fait la génération d'un signal qui assure périodiquement le passage de la HF **(fig. 3 B)**. Ce signal comporte donc un temps t de passage de la HF et un temps T qui est la période totale (courant + interruption). Là aussi, de multiples essais ont permis de fixer les rapports t/T les plus efficaces et qui semblent être 3/13, 4/12 et 4/10 (c'est-à-dire t = 3 ms pour T = 13 ms, etc.). Le rapport 3/16 est dangereux et provoque une tachycardie, un collapsus, une cyanose.

La durée du temps de passage est importante : inférieure à 3 ms ou supérieure à 5 ms elle provoque le réveil du patient. La fréquence de répétition F = 1/T a également ses limites puisqu'avec T > 13 ms (inférieure à 77 Hz) nous abordons une zone dangereuse, de même qu'avec T < 8 ms (supérieure à 125 Hz), l'effet anesthésique est diminué. Nous avons résumé sur la **figure 4** la zone d'efficacité des impulsions basse fréquence.

La tension et l'intensité du courant interviennent également. Ces paramètres sont liés et sont tributaires de l'impédance cranienne des sujets qui a pour valeur 150 Ω en moyenne (entre 100 et 250 Ω). Les tensions utilisées sont entre 15 et 20 V. C'est donc sur l'intensité que porte les observations.

Au cours des essais, l'intensité crête à crête a varié entre 50 et 150 mA (selon la largeur des impulsions et l'impédance des sujets), ce qui a donné une intensité moyenne mesurée de 3 mA, alors que l'intensité moyenne calculée oscille autour de 10 mA. La différence entre les valeurs calculées et mesurées est due à la constitution histologique des tissus traversés par le courant. On constate un phénomène analogue sur la forme des ondes, lorsqu'on fait débiter le générateur sur une résistance morte ou sur un patient.

Il existe un seuil d'intensité minimale

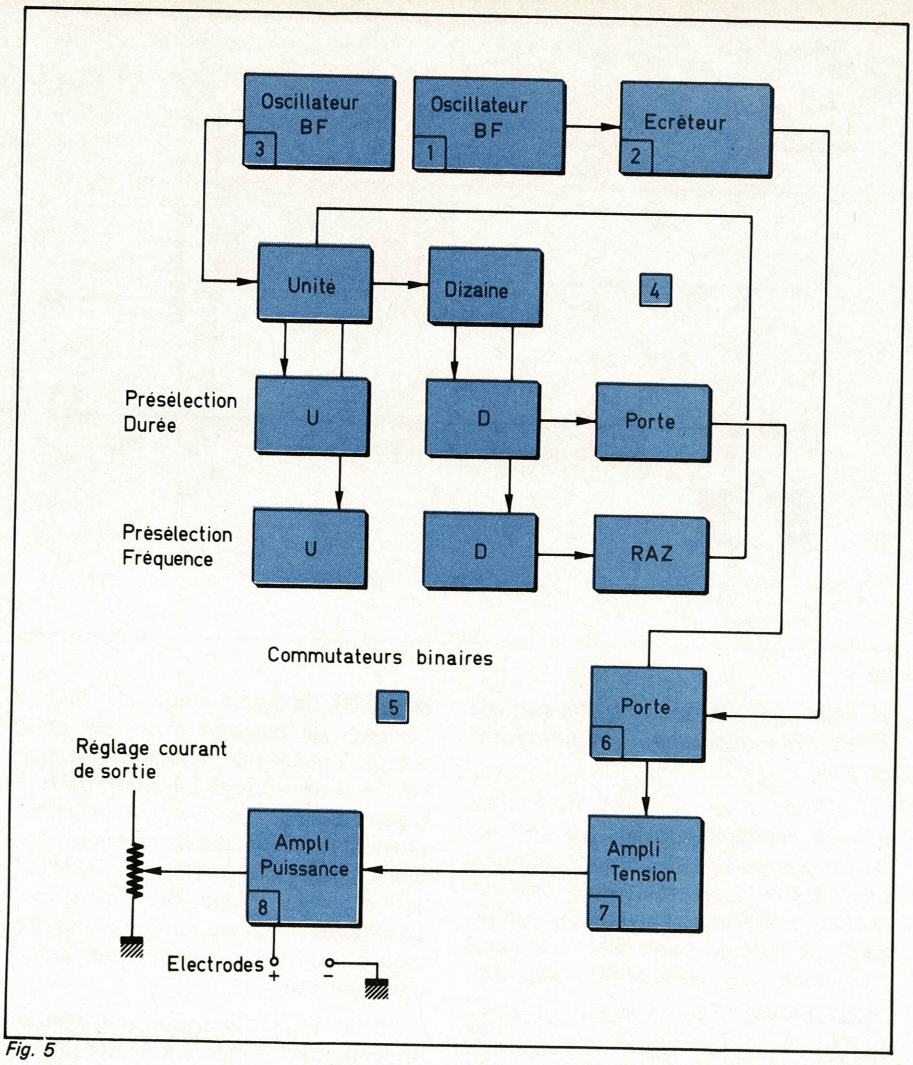


Fig. 5

et un seuil d'intensité maximale, qui varient d'un malade à un autre. Toutefois, on constate qu'en dessous de 50 mA, l'intensité est insuffisante pour être efficace. Si l'on dépasse 150 mA, le malade se réveille. Entre ces deux valeurs la plage est étroite d'autant que l'augmentation de l'intensité n'est pas toujours suffisante, il faut parfois modifier un autre paramètre. En outre, le seuil minimal peut s'élever au fur et à mesure que s'éliminent les drogues utilisées lors de l'induction.

Le générateur

La variabilité des paramètres nécessaires à provoquer une anesthésie au moyen d'un courant électrique exige un appareil comportant un minimum de réglages. Sur le marché français, l'**anesthelec** de la **Thomson Medicale Telco** apporte une solution intéressante.

C'est un générateur à tension constante **(fig. 5)** comportant un oscillateur (1) muni d'un dispositif de réglage qui permet de fournir un courant HF. Celui-ci est écrêté par un transistor (2) relié à une porte double (6). Un second oscillateur (3) émet des signaux BF et alimente un compteur binaire (4) décodé par un commutateur binaire (5) à affichage décimal. Ainsi, la porte double (6) reçoit à la fois les oscillations HF de l'oscillateur (1) et les signaux BF du compteur (4). Un amplificateur de tension (7) alimente un amplificateur de puissance (8) relié à un potentiomètre de sortie et aux électrodes.

Les **électrodes,** complément indispensable dont les caractéristiques et les propriétés peuvent nuire ou, au contraire, améliorer l'efficacité d'une méthode. En électro-anesthésie, les deux électrodes rétro-mastoïdiennes (anodes) ne posent pas de problème de brûlure. Ce sont des plaques métalliques recouvertes d'un tissu éponge imbibé d'une solution conductrice (soluté de NaCl à 9 pour mille). Il est souhaitable d'utiliser un métal noble afin d'éviter une oxydation rapide.

L'électrode frontale (cathode) pose davantage de problèmes, notamment celui des brûlures cutanées constatées par tous les auteurs. La solution qui semble donner actuellement satisfaction comprend une cupule remplie d'un gel conducteur. Le fond de la cupule contient une plaque métallique (or de préférence) reliée au pôle négatif du générateur.

A l'origine, le gel conducteur au chlorure de sodium a un pH de 6. Après deux heures d'intervention, le pH atteint et dépasse 10. Le gel devient progressivement basique et réagit avec la surface cutanée :

$$NaCl + H_2O \rightarrow NaOH + H^{\uparrow} + Cl^{\uparrow}$$

en donnant de la soude. Nous assistons donc à une brûlure chimique qui s'aggrave dans les heures qui suivent l'intervention. Pour éviter cet inconvénient il suffit de contrôler régulièrement le gel au moyen d'un papier pHmètre, ce qui conduit à renouveler le gel en cours d'anesthésie environ toutes les deux heures.

Conclusion

Ce que l'on peut dire actuellement, c'est l'intérêt grandissant des anesthésistes pour une méthode qui devient moins expérimentale et davantage clinique. Certes, le courant seul ne suffit pas à provoquer l'anesthésie, une induction médicamenteuse est encore nécessaire. C'est actuellement l'ère de l'anesthésie électro-médicamenteuse.

Il est probable qu'au cours des années à venir nous verrons le rôle des drogues perdre de son importance au profit d'un courant dont la forme reste peut être à définir. L'électricité est une arme thérapeutique dont la variabilité de ses nombreux paramètres assure une souplesse d'emploi équivalente à celle de la chimie. Il est donc raisonnable d'augurer favorablement quant à l'évolution de cette technique.

J. Trémolières

Nous avons donné dans notre premier numéro une introduction générale aux microprocesseurs en parlant tout d'abord de la logique programmée, puis du composant microprocesseur et de sa structure. Un lexique de termes employés en microinformatique terminait cet article. Dans le présent numéro, nous allons analyser successivement le microprogramme, le programme, le jeu d'instructions et son rôle et la structure du mot mémoire.

Introduction à l'aspect logiciel des microprocesseurs

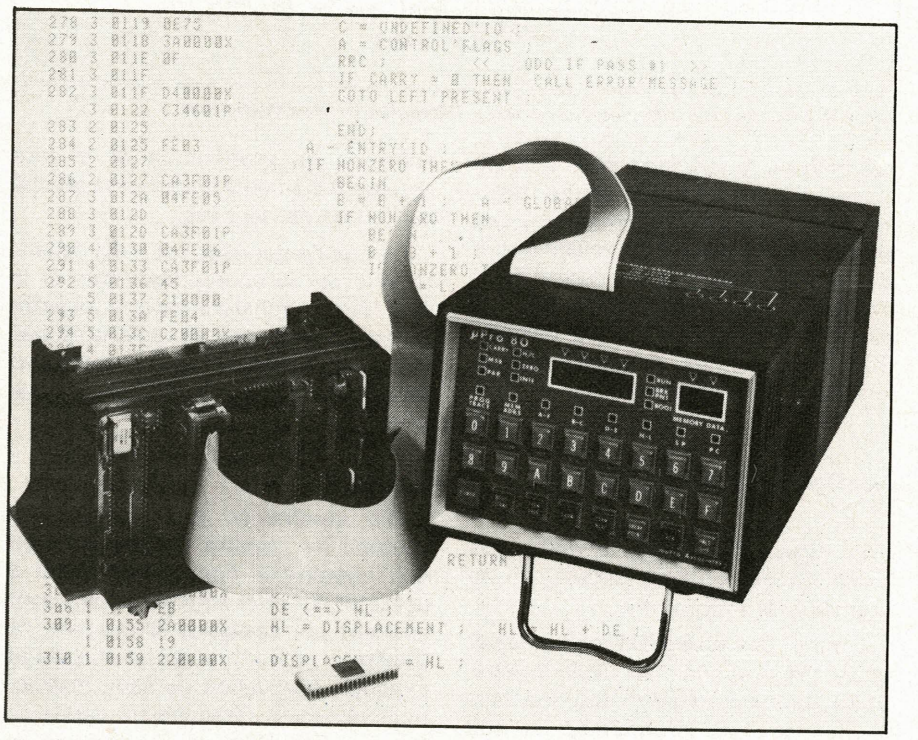
Du microprogramme au programme

L'ambition de cet article est d'introduire les notions de logiciel suffisantes pour aborder sans problème l'étude des microprocesseurs particuliers et la réalisation en pratique de microsystème.

Nous allons donc décrire dans les pages qui suivent les techniques de programmation et de génération de programmes en usage à l'heure actuelle et notre objectif est de montrer que le « logiciel » ou pour employer un terme moins exact mais plus parlant « la programmation » n'est pas une discipline réservée à une soi-disant élite d'informaticiens mais un outil nécessaire et accessible à tous ceux qui abandonnent la logique câblée et abordent la technique du microprocesseur.

L'approche du logiciel peut se faire d'une façon simple et systématique si nous éliminons dès l'abord les confusions qui risquent de se produire au niveau du langage et des idées. Donc avant de plonger dans ce royaume non-matériel, il convient de nous donner une bonne base de discussion sous forme d'un exemple pratique.

Nous avons choisi pour cette initiation un classique du microprocesseur, à savoir le **8080** ; ce n'est certes pas le plus simple de tous et il pourra difficilement être utilisé par le bricoleur solitaire sans un investissement en matériel relativement important, mais il est à l'heure actuelle le plus répandu des microprocesseurs.



La structure interne du 8080 est décrite en **figure 1**. Il est organisé autour d'un bus interne de 8 éléments binaires sur lequel sont connectés une mémoire de microprogramme ou de décodage d'instruction, ainsi qu'un ensemble de registres ou mémoires internes constitué d'un bloc mémoire de 6 mots de 16 éléments binaires ; un mot de 16 éléments binaires peut être considéré comme la réunion de deux registres de 8 éléments binaires. Le programmeur pourra ainsi disposer de 6 registres de travail de 8 éléments binaires (B, C, D, E, H, L) ou de trois registres de 16 éléments binaires (B, C) (D, E) (H, L). Deux des registres (W, Z) sont utilisés par le microprogramme seulement, deux autres de 16 éléments binaires ont des fonctions particulières. Ce sont le pointeur de pile et le compteur ordinal dont nous verrons bientôt l'utilisation.

Sont également connectés au bus interne un registre accumulateur et un registre temporaire de 8 éléments binaires ainsi que la sortie d'une unité arithmétique et logique dont les deux entrées sont constituées par l'accumulateur et le registre temporaire précédemment mentionnés.

Nous n'en dirons momentanément

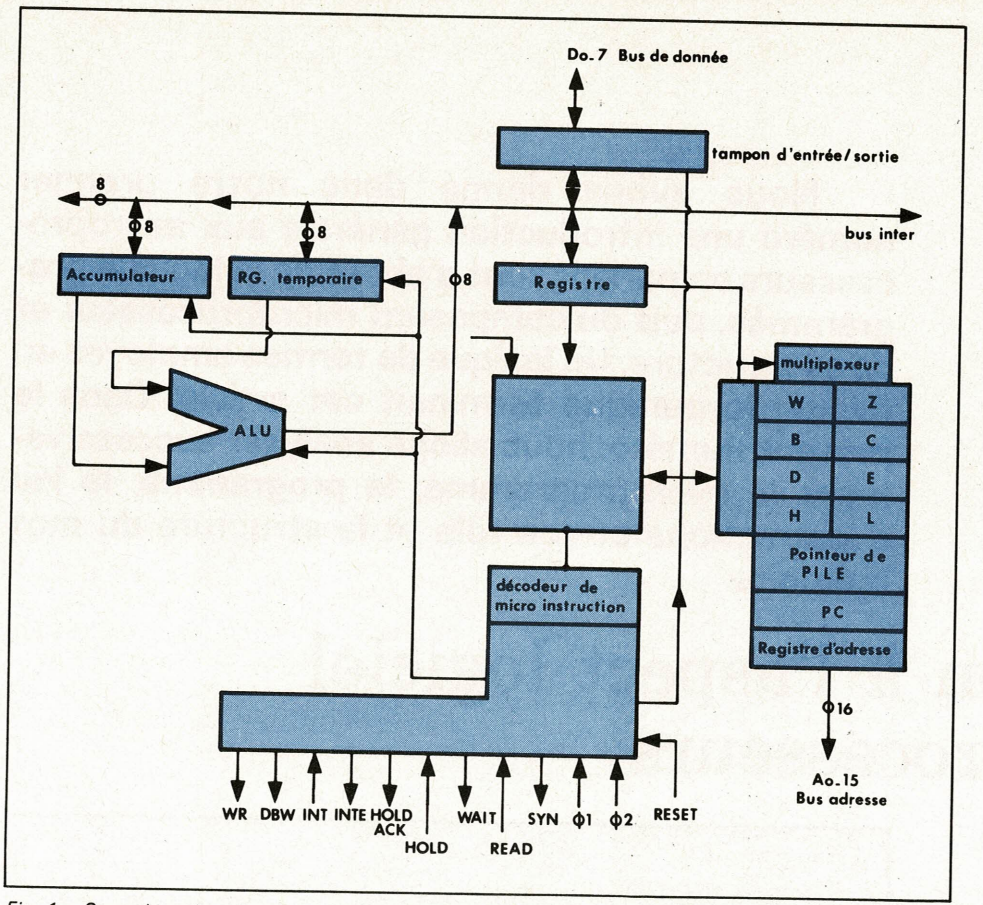


Fig. 1 – Synoptique du microprocesseur 8080 – Découpage en blocs fonctionnels

pas plus sur la structure interne de ce microprocesseur, nous allons nous intéresser plus particulièrement à son aspect micro-machine, c'est-à-dire aux mécanismes mis en œuvre pour exécuter des instructions codées mises en mémoires dans des dispositifs externes au microprocesseur (mémoire de programme).

Le microprogramme

La **figure 2** montre la connexion entre l'unité centrale 8080 et sa mémoire de programme.

L'unité centrale 8080 fonctionne par cycle d'instruction. Un cycle correspond à la lecture d'une instruction dans la mémoire de programme, à son décodage par le microprogramme et à son exécution.

Un cycle d'instruction peut donc se décomposer en trois phases, chaque phase correspond à l'exécution d'une séquence entière de microinstructions. A chaque phase correspond une fonction particulière :

Phase 1

Le microprogramme envoie sur le bus d'adresse (16 éléments binaires) le contenu du compteur ordinal dont le rôle est de mémoriser l'adresse de l'instruction en cours.

Cette adresse est reçue par le bloc mémoire de programme et le mot adresse 8 éléments binaires est affiché sur le bus de données.

Ce bus de données est alors échantillonné par le microprogramme et le mot lui est transféré dans le registre d'instruction qui est un registre de travail du microporgramme. le compteur ordinal est ensuite incrémenté d'une unité.

Phase 2

Elle commence par l'analyse du contenu du registre d'instruction qui doit contenir le code d'instruction à exécuter. En effet les instructions sont classées par catégorie (instruction de transfert, opérations arithmétiques et logiques, instruction de saut, instructions diverses). Chacune est codée de façon particulière et le rôle de la séquence de microinstructions déroulée à la phase 2 est de reconnaître quel est exactement le type d'instruction à exécuter de façon à effectuer un branchement vers la partie du microprogramme correspondant à cette instruction.

Phase 3

Elle correspond à l'exécution de l'instruction, celle-ci peut nécessiter la lecture d'autres mots en mémoire de programme. En effet supposons que le microprogramme ait à exécuter l'addition du contenu au registre accumulateur avec un mot mémoire, il aura besoin pour cela de reconnaître le code d'ordre de l'instruction ADDITION donc d'un mot mémoire de 8 éléments binaires utilisé à la phase 2, de connaître l'adresse du mot mémoire de 8 éléments binaires à ajouter au contenu de l'accumulateur.

Or dans la structure particulière du 8080 un mot mémoire est spécifié par une adresse de 16 éléments binaires (Ao-15) ; donc lors de la phase 3, le

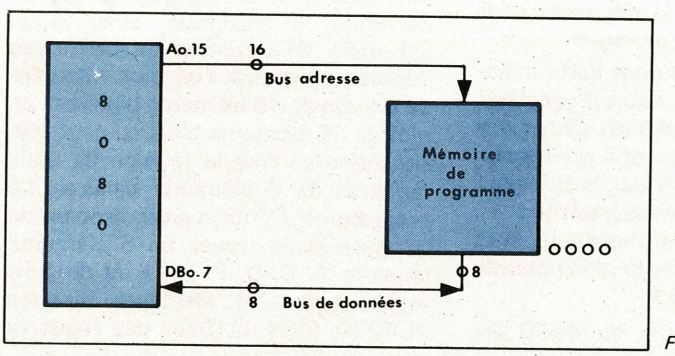


Fig. 2.

microprogramme ADDITION devra lire deux mots supplémentaires dans la mémoire de programme pour disposer de l'adresse complète de l'opérande. Ainsi pour un microprocesseur tel que le 8080, chaque instruction du programme occupera soit un ou deux mots pour les instructions sans référence à la mémoire, soit trois mots pour les instructions utilisant un mot mémoire comme opérande **(fig. 3)**. Le compteur ordinal progressera normalement de 1 pour chaque accès supplémentaire. Si bien qu'à l'issue de cette troisième phase, PC contient l'adresse de l'instruction suivante.

La **figure 4** résume le cycle d'instruction. On y voit en particulier que la phase 2 sert d'aiguillage vers une microséquence particulière, la dernière microinstruction de celle-ci sera un saut dans le microprogramme à l'adresse correspondante du début de la phase 1.

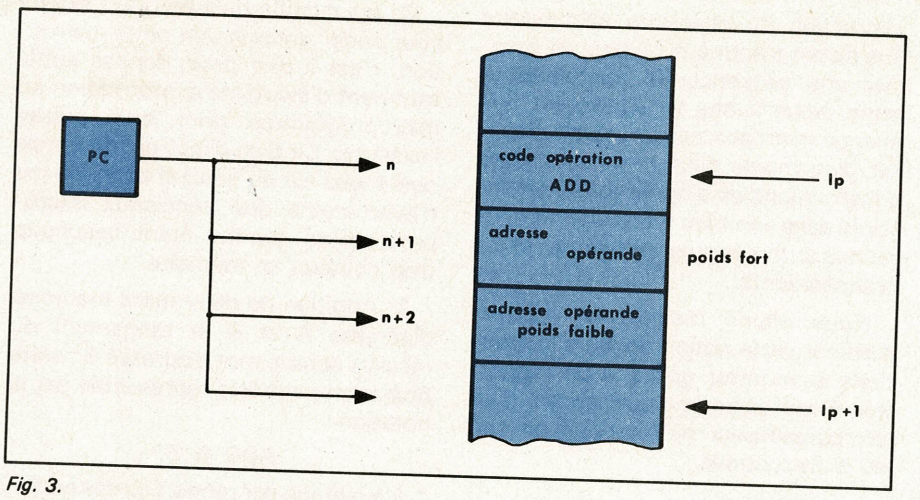


Fig. 3.

Le programme

Le programme est constitué par l'ensemble des instructions, et dans le cas d'un microprocesseur du type du 8080, celui-ci est inscrit intégralement dans une mémoire externe à l'unité centrale **(fig. 2)**. Il est de nature essentiellement différente du microprogramme en ce sens que le programme est produit par l'utilisateur du microprocesseur ; le microprogramme peut être considéré comme une donnée logique du circuit au même titre que la table de vérité d'un circuit combinatoire complexe.

On a déjà vu que chaque instruction du programme est considérée par le microprogramme comme une donnée qu'il analyse en une, deux ou trois phases suivant que l'instruction est codée de un, deux ou trois octets.

Chaque instruction du programme correspond à l'exécution d'une opération élémentaire au vu de l'utilisateur du microprocesseur. D'une façon générale, le microprogramme exécute en séquence les différentes instructions du programme en faisant progresser le registre compteur d'instruction au compteur ordinal de façon que celui-ci pointe toujours sur l'instruction en cours d'exécution. Cependant dans le cas d'un processus itératif, certaines séquences d'instructions devront être décrites plusieurs fois (notion de bascule de programme) sous peine de devoir implanter ces séquences dans la mémoire de programme autant de fois qu'il faudra les exécuter. On conçoit donc aisément à partir de cette simple constatation que le jeu d'instruction d'un microprocesseur devra contenir au moins deux types d'instructions :

1° des instructions de type arithmétique et logique sur un seul ou deux opérandes (ADDITION par exemple) pour lesquelles le microprogramme fera progresser de façon séquentielle le compteur ordinal ;

2° des instructions de déroulement ou de saut selon lesquelles le microprogramme modifiera le contenu du compteur ordinal, provoquant ainsi une rupture de séquence.

Ainsi dans le cas de la **figure 5**, le programme va-t-il décrire une boucle dont la première instruction sera l'addition du contenu de l'accumulateur avec le contenu de l'octet d'adresse (1) et la dernière, un saut vers cette même instruction ; la suite des valeurs du compteur ordinal sera donc :

– (PC) = n, n + 1, n + 2, ..., p, p + 1, p + 2, n, n + 1, ...

Le jeu d'instructions Son importance

Nous venons de voir quels étaient les rapports entre le microprogramme et le programme et comment à chaque

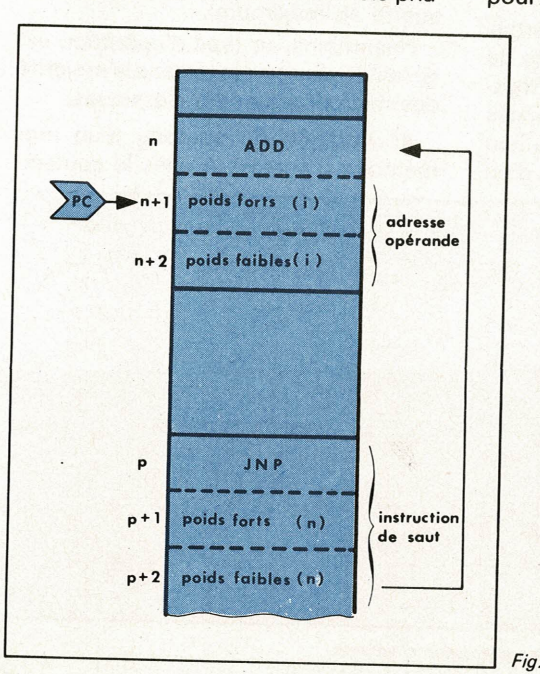


Fig. 4.

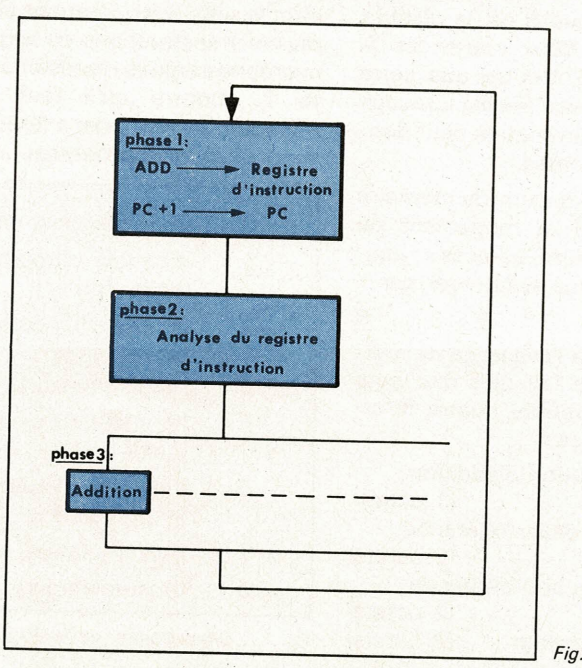


Fig. 5.

instruction ou opération élémentaire vue du programmeur, on pouvait associer une séquence de microinstructions. Nous avons vu également que chaque microprocesseur devait disposer d'au moins deux grandes classes d'instructions ou d'opérations élémentaires dans son « jeu », à savoir les opérations arithmétiques et logiques et les branchements.

Nous allons maintenant essayer d'affiner cette notion de jeu d'instructions et montrer qu'il y a un rapport très étroit entre la « puissance » d'un microprocesseur et l'étendue de son jeu d'instructions.

La classification des instructions

Une première remarque s'impose lorsque l'on considère une construction, c'est qu'en général, celle-ci utilise un ou deux opérandes et que la complexité de l'opération va dépendre selon l'emplacement physique de ces opérandes. En effet, un opérande peut être lu dans un mot d'une mémoire extérieure au microprocesseur ou bien dans un registre, c'est-à-dire une mémoire unitaire interne au circuit.

Revenons à notre instruction d'addition déjà prise en exemple précédemment ; celle-ci peut être symbolisée par : A + B → R :

1 :	(mémoire A)	+ (mémoire B)	→ (mémoire R)	ADD B, J
2 :	(mémoire A)	+ (mémoire B)	→ (mémoire B)	ADD A, B
3 :	(mémoire A)	+ (registre i)	→ (registre i)	ADD A, i
4 :	(mémoire A)	+ (registre i)	→ (mémoire A)	ADD i, A
5 :	(registre i)	+ (registre j)	→ (registre j)	ADD i, j

Fig. 6.

Ce qui signifie que R est le résultat de l'addition des deux opérandes A et B. La **figure 6** montre que cette seule opération lorsqu'elle est vue sous l'angle de la programmation peut donner jusqu'à 5 variantes.

1° Addition de deux mots mémoire d'adresse A et B et rangement du résultat dans un mot d'adresse r ; opération que l'on peut symboliser par :

ADD A, B, R

Cette notation a l'avantage de mettre en évidence le fait qu'il faut pour définir cette opération, quatre informations différentes :

le code de l'opération d'addition (1 octet)
l'adresse A du premier opérande (2 octets)
l'adresse B du second opérande (2 octets)
l'adresse R du résultat (2 octets)

Ce qui signifie qu'il faudra 7 octets pour coder entièrement cette instruction, c'est-à-dire pour donner suffisamment d'éléments d'information au microprogramme pour qu'il puisse l'exécuter. Ce type d'instruction à trois opérandes est en général banni du jeu d'instructions des principaux microprocesseurs comme étant beaucoup trop coûteux en mémoire.

2° Addition de deux mots mémoire d'adresse A et B et rangement du résultat dans le mot d'adresse B ; cette opération peut être représentée par la notation :

ADD A, B,

L'avantage par rapport au cas numéro 1 réside dans le fait que pour coder la même opération (addition de deux nombres) trois informations seulement sont nécessaires :

le code de l'opération d'addition (1 octet)
l'adresse du premier opérande (2 octets)
l'adresse du second opérande et résultat (2 octets)

Soit un total de 5 octets. Certains microprocesseurs disposent d'instructions de ce type, mais nous verrons que beaucoup de constructeurs hésitent à proposer des systèmes où l'on multiplie le nombre d'accès au bus mémoire. Or dans ce cas, le nombre d'opérations d'accès à la mémoire est le même que dans le cas précédent. En effet la suite des opérations élémentaires (microinstructions ou séquence de microprogramme) représentée en **figure 7**, montre qu'il faut 8 accès mémoire en tout ; dans le cas où l'on suppose le microprocesseur muni d'un registre pointeur de 16 éléments binaires permettant d'adresser un opérande dans un espace de 65 000 octets, il faut bien entendu charger ce registre pointeur en deux opérations successives, les huit éléments binaires de poids fort puis les huit éléments de poids faible.

Dans certains cas, la multiplicité des accès au bus considérée comme une ressource commune pour tous les éléments de la structure peut conduire à une dégradation des possibilités du système, en particulier dans les cas où plusieurs processeurs partagent un même bus, système multiprocesseur, ou alors le cas où un système périphérique peut utiliser la mémoire de données comme tampon d'entrée sortie-accès direct mémoire.

3° Addition du contenu d'un mot mémoire d'adresse A avec le contenu d'un registre interne au microprocesseur (i) ; cette instruction peut être symbolisée par la notation :

ADD A, i

Elle ne nécessite que 3 ou 4 octets de mémoire de programme pour le codage :

– code de l'opération d'addition + numéro du registre i opérande et destinataire (1 octet)
adresse de l'opérande en mémoire (A) (2 octets)

Avec ce système le nombre d'accès au bus mémoire est également minimisé mais le programmeur a la charge de positionner le registre i à la bonne valeur avant l'opération et d'y récupérer le résultat après l'exécution de l'instruction, c'est-à-dire qu'il y a mobilisation pour un temps donné d'une partie des ressources internes du processeur (le registre i) et en général les registres sont peu nombreux (un, deux, trois ou quatre au maximum).

Néanmoins, ce type d'opération est de loin le plus employé dans la majorité des microprocesseurs classiques.

4° Addition du contenu d'un mot mémoire d'adresse A avec le contenu

1	(registre d'instruction)	→	(ADD)
2	(Pointeur d'opérande) (poids fort)	→	(poids fort de B)
3	(Pointeur d'opérande) (poids faible)	→	(poids faible de B)
4	(Accumulateur)	→	(B)
5	(Pointeur d'opérande) (poids fort)	→	(poids fort de B) (poids faible de B)
6	(Pointeur d'opérande) (poids faible)	→	
7	(Accumulateur)	→	(Accumulateur) + (B)
8	(Accumulateur)	→	(B)

Fig. 7. – Organigramme de l'exécution d'une instruction d'addition.

d'un registre interne (i) et rangement du résultat à l'adresse (A). On peut symbiliser cette opération par :

ADD i, A

De même que dans le cas précédent, il faut 3 ou 4 octets pour coder cette instruction ; cependant l'accès du bus supplémentaire nécessaire pour le rangement du résultat en mémoire fait préférer a priori cette solution au profit du cas numéro 3.

5° Addition du contenu de deux registres internes (i) et (j) et rangement du résultat dans l'un deux (j).

Le symbolisme ADD i, j, permet de voir que si le nombre des registres ou mémoire interne du microprocesseur ne dépasse pas 16, ce qui est en général le cas alors l'instruction ci-dessus peut être codée en deux octets, comme suit :

- code de l'opération d'addition (1 octet)
- numéro du registre origine i (1/2 octet)
- numéro du registre destination j (1/2 octet)

Ce type d'instruction présente un double avantage pour le programmeur, d'une part, elle est économique en mot mémoire puisque deux octets seulement sont nécessaires pour le programmer, mais aussi en temps d'exécution puisque le microprogramme n'effectue que deux accès mémoire en tout et pour tout au cours de l'exécution. Cependant nous verrons que de telles instructions qui n'utilisent que les ressources internes de la machine (registres) sont insuffisantes étant donné le faible nombre de registres, elles doivent être complétées par des opérations à référence mémoire.

Les composants d'un jeu d'instruction

Les quelques considérations qui précèdent nous ont permis de mettre en évidence deux principes fondamentaux que doivent respecter les concepteurs de microprocesseurs :

1° A partir d'une structure physique donnée donc à partir d'un jeu de microinstructions prédéterminé, il est possible de concevoir un jeu d'instructions aussi complexe qu'on le désire ; ainsi des microprocesseurs tels l'IMP 16 offrent-ils la plupart des fonctions trigonométriques comme instructions de base. L'exemple ci-dessus vient à l'appui de ceci pour montrer qu'à partir d'une opération de nombreuses variantes sont possibles **(fig. 6)** dont le choix incombe au microprogrammeur.

2° Si en théorie tout est possible au microprogrammeur, celui-ci doit en pratique se plier à certaines règles :

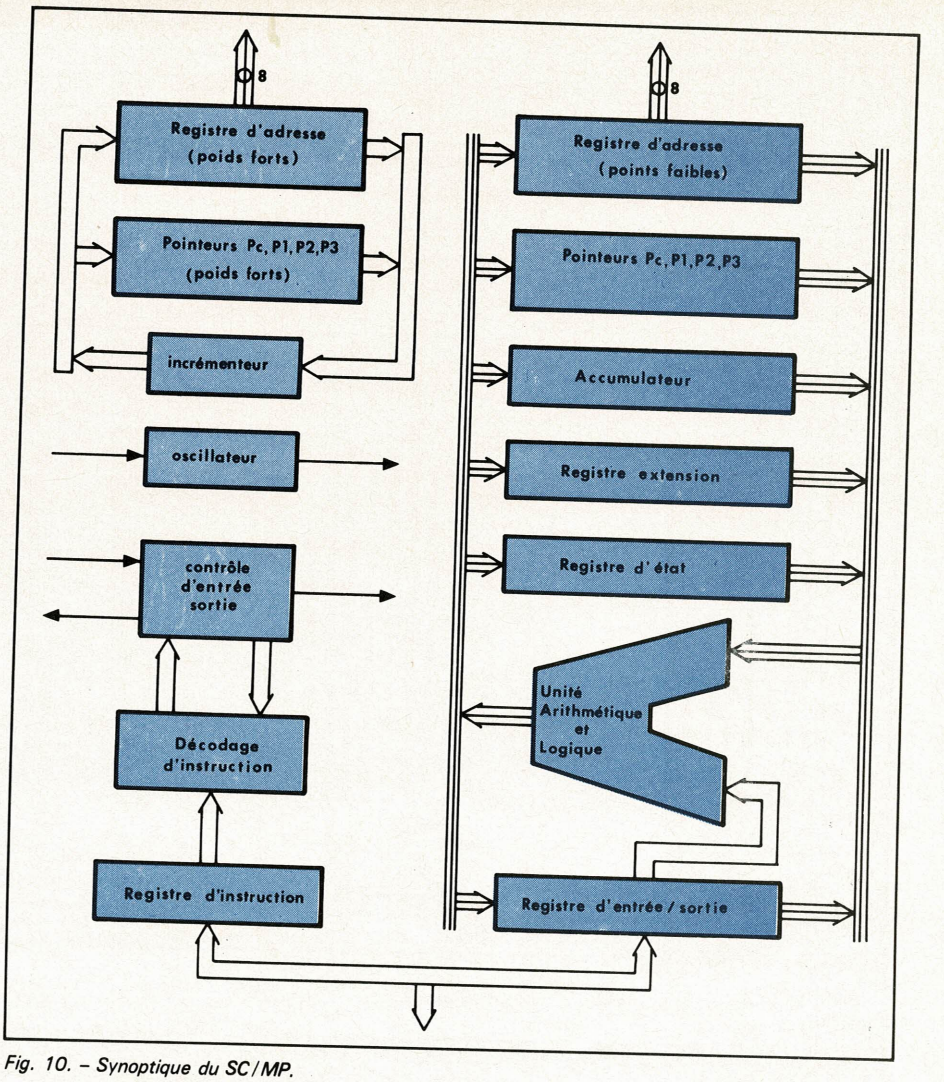


Fig. 10. – Synoptique du SC/MP.

- chaque instruction est en fait une séquence de micrionstructions qui sera d'autant plus longue que l'instruction sera complexe, or la mémoire de microprogramme est une ressource limitée dont il faut être économe ; à titre d'exemple citons simplement le microprocesseur PACE dont le microprogramme est constitué de 75 microinstructions de 20 éléments binaires chacune ;

- le dernier exemple nous a montré que la définition de chaque instruction devait résulté d'un choix judicieux. D'une façon générale, chaque composante du code d'ordre devra résulter d'un compromis entre le volume mémoire utilisé pour la programmation d'une instruction et le temps d'exécution de cette instruction mesurée en nombre de microcycles.

Il n'y a pas à proprement parler de règles qui permettent de construire un jeu d'instructions à partir d'une structure matériel car les critères d'appréciation de la "puissance" ou de l'efficacité d'un microprocesseur sont très liés à l'utilisation que l'on veut en faire. La meilleure façon d'évaluer un microprocesseur est pour l'utilisateur potentiel, de programmer tout ou partie de son application pour apprécier le volume mémoire utilisé et la charge de son unité centrale, celui-ci du reste s'il applique ce même critère à tous les types de microprocesseurs et pour toutes ses applications aura tôt fait de s'apercevoir qu'un microprocesseur n'est pas bon dans l'absolu, il est simplement plus ou moins performant (prix et performances techniques) pour telles ou telles applications ou bien s'il se veut universel, il est moyen pour tout type d'application.

Si dans l'absolu, il n'y a pas de microprocesseur type, on peut toutefois mettre en évidence des ingrédients nécessaires de leurs jeux d'instructions. Les **figures 8 et 9** décrivent en détail les jeux d'instructions de deux microprocesseurs bien typés. Un grand classique, le 8080 dont la structure de base a été décrite en figure 1 et l'un des plus simples le SC/MP dont la structure est donnée en **figure 10.**

Nous allons nous attacher plus particulièrement, dans cet article du moins, au cas du 8080 qui possède l'un des jeux d'instructions les plus étendus et les plus universels parmi les microprocesseurs.

N°	Mnémonique	Description	Code d'instruction D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	Nombre de cycles
1	MOV V1,V2	Transfert de registre à registre	0	1	D	D	D	S	S	S	5
2	MOV M, r	Transfert de registre à mémoire	0	1	1	1	0	S	S	S	7
3	MOV r, M	Transfert de mémoire à registre	0	1	D	D	D	1	1	0	7
4	HLT	Arrêt programmé	0	1	1	1	0	1	1	0	7
5	MVI r	Transfert d'un opérande immédiat dans un registre	0	0	D	D	D	1	1	0	7
6	MVI M	Tranfert d'un opérande immédiat en mémoire	0	0	1	1	0	1	1	0	10
7	INR r	Incrémentation d'un registre	0	0	D	D	D	1	0	0	5
8	DCR r	Décrémentation d'un registre	0	0	D	D	D	1	0	1	5
9	INR M	Incrémentation mémoire	0	0	1	1	0	1	0	0	10
10	DCR M	Décrémentation mémoire	0	0	1	1	0	1	0	1	10
11	ADD r	Addition du contenu du registre r au registre A	1	0	0	0	0	S	S	S	4
12	ADC r	Addition du contenu du registre r au registre A avec retenue	1	0	0	0	1	S	S	S	4
13	SUB r	Soustraction du contenu du registre r au registre A	1	0	0	1	0	S	S	S	4
14	SBB r	Soustraction du contenu du registre r au registre A avec retenue	1	0	0	1	1	S	S	S	4
15	ANA r	ET logique au registre r et du registre A	1	0	1	0	0	S	S	S	4
16	XRA r	OU exclusif du contenu r et de A	1	0	1	0	1	S	S	S	4
17	ORA r	OU du contenu de r et de A	1	0	1	1	0	S	S	S	4
18	CMP r	Comparaison de r et A	1	0	1	1	1	S	S	S	4
19	ADD M	Addition du contenu de la mémoire M au registre A	1	0	0	0	0	1	1	0	7
20	ADC M	Addition du contenu de la mémoire au registre A avec retenu	1	0	0	0	1	1	1	0	7
21	SUB M	Soustraction du contenu de la mémoire du contenu de A	1	0	0	1	0	1	1	0	7
22	SBB M	Soustraction du contenu de la mémoire M du contenu de A avec retenue	1	0	0	1	1	1	1	0	7
23	ANA M	ET du contenu du registre A avec le contenu de la mémoire M	1	0	1	0	0	1	1	0	7
24	XRAM	OU exclusif du contenu de la mémoire M avec le registre A	1	0	1	0	1	1	1	0	7
25	ORAM	OU du contenu de la mémoire M avec le registre A	1	0	1	1	0	1	1	0	7
26	CMP M	Comparaison du contenu d'une mémoire avec le registre A	1	0	1	1	1	1	1	0	7
27	ADI	Addition immédiate à A	1	1	0	0	0	1	1	0	7
28	ACI	Addition immédiate à A avec retenu	1	1	0	0	1	1	1	0	7
29	SVI	Soustraction immédiate du registre A	1	1	0	1	0	1	1	0	7
30	SBI	Soustraction immédiate à A avec retenue	1	1	0	1	1	1	1	0	7
31	ANI	ET immédiat avec le contenu du registre A	1	1	1	0	0	1	1	0	7
32	XRI	OU exclusif avec le contenu du registre A	1	1	1	0	1	1	1	0	7
33	ORI	OU immédiat avec le contenu du registre A	1	1	1	1	0	1	1	0	7
34	CPI	Comparaison immédiate à A	1	1	1	1	1	1	1	0	7
35	RLC	Rotation gauche du registre A	0	0	0	0	0	1	1	1	4
36	RRC	Rotation droite du registre A	0	0	0	0	1	1	1	1	4
37	RAL	Rotation gauche de A avec retenue	0	0	0	1	0	1	1	1	4
38	RAR	Rotation droite de A avec retenue	0	0	0	1	1	1	1	1	4
39	JMP	Saut inconditionnel	1	1	0	0	0	0	1	1	10
40	JC	Saut si retenue	1	1	0	1	1	0	1	1	10
41	JNC	Saut si non retenue	1	1	0	1	1	0	1	0	10
42	J2	Saut si zéro	1	1	0	0	1	0	1	0	10
43	JNZ	Saut si différent de zéro	1	1	0	0	0	0	1	0	10
44	JP	Saut si positif	1	1	1	1	0	0	1	0	10
45	JM	Saut si négatif	1	1	1	1	1	0	1	0	10
46	JPE	Saut si pair	1	1	1	0	1	0	1	0	10
47	JPØ	Saut si impair	1	1	1	0	0	0	1	0	10
48	CALL	Appel de sous-programme inconditionnel	1	1	0	0	1	1	0	1	17
49	CC	Appel de sous-programme sur retenue armée	1	1	0	1	1	1	0	0	11-17
50	CNC	Appel de sous-programme sur retenue non armée	1	1	0	1	0	1	0	0	11-17
51	CZ	Appel de sous-programme si zéro	1	1	0	0	1	1	0	0	11-17
52	CNZ	Appel de sous-programme si non zéro	1	1	0	0	0	1	0	0	11-17
53	CP	Appel de sous-programme si résultat positif	1	1	1	1	0	1	0	0	11-17
54	CM	Appel de sous-programme si résultat négatif	1	1	1	1	1	1	0	0	11-17
55	CPE	Appel de sous-programme si résultat pair	1	1	1	0	1	1	0	0	11-17
56	CPØ	Appel de sous-programme si résultat impair	1	1	1	0	0	1	0	0	11-17
57	RET	Retour de sous-programme inconditionnel	1	1	0	0	1	0	0	1	10
58	RC	Retour de sous-programme sur retenue non armée	1	1	0	1	1	0	0	0	5-11
59	RNC	Retour de sous-programme sur retenue non armée	1	1	0	1	0	0	0	0	5-11
60	RZ	Retour de sous-programme sur résultat positif	1	1	0	0	1	0	0	0	5-11
61	RNZ	Retour de sous-programme sur résultat nul	1	1	0	0	0	0	0	0	5-11
62	RP	Retour de sous-programme sur résultat positif	1	1	1	1	0	0	0	0	5-11
63	RM	Retour de sous-programme sur résultat négatif	1	1	1	1	1	0	0	0	5-11
64	RPE	Retour de sous-programme sur résultat pair	1	1	1	0	1	0	0	0	5-11
65	RPO	Retour de sous-programme sur résultat impair	1	1	1	0	0	0	0	0	5-11
66	RST	Relance	1	1	A	A	A	1	1	1	11 *
67	IN	Acquisition	1	1	0	1	1	0	1	1	10
68	OUT	Sortie	1	1	0	1	0	0	1	1	10
69	LXI B	Chargement immédiat des registres B et C	0	0	0	0	0	0	0	1	10
70	LXI D	Chargement immédiat des registres D et E	0	0	0	1	0	0	0	1	10
71	LXI H	Chargement immédiat des registres H et L	0	0	1	0	0	0	0	1	10
72	LXI SP	Chargement immédiat du registre pointeur de pile	0	0	1	1	0	0	0	1	10
73	PUSH B	Empilement du contenu des registres B et C	1	1	0	0	0	1	0	1	11
74	PUSH D	Empilement du contenu des registres D et E	1	1	0	1	0	1	0	1	11
75	PUSH H	Empilement du contenu des registres H et L	1	1	1	0	0	1	0	1	11
76	PUSH PSW	Empilement du contenu du registre A et du mot d'état	1	1	1	1	0	1	0	1	11
77	PØP B	Dépilement du contenu des registres B et C	1	1	0	0	0	0	0	1	10
78	PØP D	Dépilement du contenu des registres D et E	1	1	0	1	0	0	0	1	10
79	PØP H	Dépilement du contenu des registres H et L	1	1	1	0	0	0	0	1	10
80	PØP PSW	Dépilement du contenu du registre A et du mot d'état	1	1	1	1	0	0	1	1	10
81	STA	Rangement direct du contenu de A	0	0	1	1	0	0	1	0	13
82	LDA	Chargement direct du contenu de A	0	0	1	1	1	0	1	0	13
83	XCHG	Echange des contenus de D et C avec H et L	1	1	1	0	1	0	1	1	4
84	XTHL	Echange du haut de la pile avec H et L	1	1	1	0	1	0	0	1	18
85	SPHL	Chargement du contenu de H et L avec le pointeur de pile	1	1	1	1	1	0	0	1	5
86	PCHL	Chargement de H et L dans le compteur ordinal	1	1	1	0	1	0	0	1	5
87	DAD B	Addition de B et C du contenu de H et L	0	0	0	0	1	0	0	1	10
88	DAD D	Addition de D et E au contenu de H et L	0	0	0	1	1	0	0	1	10
89	DAD H	Addition du contenu de H et L à H et L	0	0	1	0	1	0	0	1	10
90	DAD SP	Addition du pointeur de pile avec H et L	0	0	1	1	1	0	0	1	10
91	STAX B	Rangement indirect du contenu de A	0	0	0	0	0	0	1	0	7
92	STAX D	Rangement indirect du contenu de A	0	0	0	1	0	0	1	0	7
93	LDAX B	Chargement indirect de A	0	0	0	0	1	0	1	0	7
94	LDAX D	Chargement indirect de A	0	0	0	1	1	0	1	0	7
95	INX B	Incrémentation des registres B et C	0	0	0	0	0	0	1	1	5
96	INX D	Incrémentation des registres D et E	0	0	0	1	0	0	1	1	5
97	INX H	Incrémentation des registres H et L	0	0	1	0	0	0	1	1	5
97	INX SP	Incrémentation du pointeur de pile	0	0	1	1	0	0	1	1	5
98	DCX B	Décrémentation des registres B et C	0	0	0	0	1	0	1	1	5
99	DCX D	Décrémentation des registres D et E	0	0	0	1	1	0	1	1	5
100	DCX H	Décrémentation de H et L	0	0	1	0	1	0	1	1	5
101	DCX SP	Décrémentation du pointeur de pile	0	0	1	1	1	0	1	1	5
102	CMA	Complémentation de A	0	0	1	0	1	1	1	1	5
103	STC	Positionnement de la retenue	0	0	1	1	0	1	1	1	4
104	CMC	Complémentation de la retenue	0	0	1	1	1	1	1	1	4
105	DAA	Mise sous format décimal du contenu de A	0	0	1	0	0	1	1	1	4
106	SHLD	Rangement indirect de H et L	0	0	1	0	0	0	1	0	10
107	LHLD	Chargement indirect de H et L	0	0	1	0	1	0	1	0	10
108	EI	Armement de l'interruption	1	1	1	1	1	0	1	1	4
109	DI	Désarmement de l'interruption	1	1	1	1	0	0	1	1	4
110	NOP	Instruction ineffective	0	0	0	0	0	0	0	0	4

* AA = adresse de relance

Fig. 8. – Le jeu d'instructions du 8080

TABLE DES INSTRUCTIONS PAR MNEMONIQUES

Mnémoniques	Codes opératoires	Cycles lecture	Cycles écriture	Total Microcycles
ADD	F0	3	0	19
ADE	70	1	0	7
ADI	F4	2	0	11
AND	D0	3	0	18
ANE	50	1	0	6
ANI	D4	2	0	10
CAD	F8	3	0	20
CAE	78	1	0	8
CAI	FC	2	0	12
CAS	07	1	0	6
CCL	02	1	0	5
CSA	06	1	0	5
DAD	E8	3	0	23
DAE	68	1	0	11
DAI	EC	2	0	15
DINT	04	1	0	6
DLD	B8	3	1	22
DLY	8F	2	0	13 à 13 1593
HALT	00	2	0	8
IEN	05	1	0	6
ILD	A8	3	1	22
JMP	90	2	0	11
JNZ	9C	2	0	9, 11 si branchement
JP	94	2	0	9, 11 si branchement
JZ	98	2	0	9, 11 si branchement
LD	C0	3	0	18
LDE	40	1	0	6
LDI	C4	2	0	10
NOP	08	1	0	5
OR	D8	3	0	18
ORE	58	1	0	6
ORI	DC	2	0	10
RR	1E	1	0	5
RRL	1F	1	0	5
SCL	03	1	0	5
SIO	19	1	0	5
SR	1C	1	0	5
SRL	1D	1	0	5
ST	C8	2	1	18
XAE	01	1	0	7
XOR	E0	3	0	18
XPAH	34	1	0	8
XPAL	30	1	0	8
XPPC	3C	1	0	7
XRE	60	1	0	6
XRI	E4	2	0	10

TABLE DES INSTRUCTIONS PAR CODES OPERATOIRES
écriture hexadécimale

Code opératoire	Ecriture de l'instruction: Mnémoniques	Ecriture de l'instruction: Opérande	Opération (1) avec l'accumulateur (2) résultat dans l'AC (3) sur l'accumulateur
00	HALT		Positionnement du Flag H
01	XAE		Echange AC et Extension
02	CCL		Mise à zéro du Flag CY-L
03	SCL		Mise à un du Flag CY-L
04	DINT		Interdiction d'interruption (IE = 0)
05	IEN		Autorisation d'interruption (IE = 1)
06	CSA		Copie de SR dans AC
07	CAS		Copie de AC dans SR
08	NOP		Pas d'opération
19	SIO		Entrée-Sortie Série
IC	SR		Décalage à droite (3)
ID	SRL		Décalage à droite avec CY-L (3)
1E	RR		Rotation à droite (3)
1F	RRL		Rotation à droite avec CY-L (3)
30	XPAL	ptr	Echange Pointeur bas avec AC (1)
34	XPAH	ptr	Echange Pointeur haut avec AC (1)
3C	XPPC	ptr	Echange Pointeur avec PC
40	LDE		Chargement de l'extension dans AC (2)
50	ANE		ET extension et AC (1) (2)
58	ORE		OU extension et AC (1) (2)
60	XRE		OU - Exclusif extension et AC (1) (2)
68	DAE		Addition décimale extension et AC (1) (2)
70	ADE		Addition extension et AC (1) (2)
78	CAE		Complément et addition Extension (1) (2)
8F	DLY	disp	Délai
90	JMP	disp (ptr)	Branchement
94	JP	disp (ptr)	Branchement si Positif (3)
98	JZ	disp (ptr)	Branchement si zéro (3)
9C	JNZ	disp (ptr)	Branchement si non zéro (3)
A8	ILD	disp (ptr)	Incrément et chargement (2)
B8	DLD	disp (ptr)	Décrément et chargement (2)
C0	LD	@ disp (ptr)	Chargement dans AC (2)
C4	LDI	donnée	Chargement immédiat dans AC (2)
C8	ST	@ disp (ptr)	Mémorisation (1)
D0	AND	@ disp (ptr)	ET (1) (2)
D4	ANI	donnée	ET Immédiat (1) (2)
D8	OR	@ disp (ptr)	OU (1) (2)
DC	ORI	donnée	OU Immédiat (1) (2)
E0	XOR	@ disp (ptr)	OU Exclusif (1) (2)
E4	XRI	donnée	OU Exclusif Immédiat (1) (2)
E8	DAD	@ disp (ptr)	Addition Décimale (1) (2)
EC	DAI	donnée	Addition Décimale immédiate (1) (2)
F0	ADD	@ disp (ptr)	Addition (1) (2)
F4	ADI	donnée	Addition immédiate (1) (2)
F8	CAD	@ disp (ptr)	Complément et Addition (1) (2)
FC	CAI	donnée	Complément et Add. immédiate (1) (2)

Fig. 9. – Le jeu d'instructions du SC/MP

Le jeu d'instruction du 8080

L'analyse du tableau de la **figure 8** montre que l'on peut distinguer cinq catégories parmi les instructions du 8080 :

- **les instructions de transfert ;**
- **les instructions arithmétiques ;**
- **les instructions logiques ;**
- **les instructions de branchement ;**
- **les instructions de gestion de pile et de contrôle de la machine.**

Il n'y a pas de format fixe d'instructions, c'est-à-dire qu'une instruction peut être codée sur un, deux ou trois octets.

L'instruction sur simple octet est en général une instruction sans opérade, les 8 éléments binaires servent uniquement à mémoriser le code opération **(fig. 11)**.

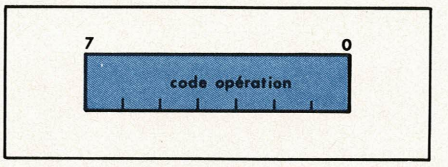


Fig. 11.

Les deux octets de l'instruction sur double octet s'organisent de la façon suivante **(fig. 12)**, le premier contient le code opération, le second contient soit un opérande soit une adresse ou un déplacement.

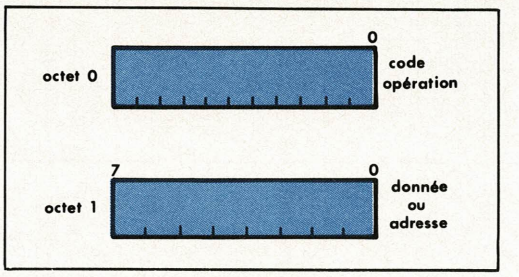


Fig. 12.

La représentation de l'instruction sur triple octet est sensiblement la même que précédemment à ceci prêt **(fig. 13)** que l'opérande ou l'adresse sont cette fois-ci codés sur 16 éléments binaires.

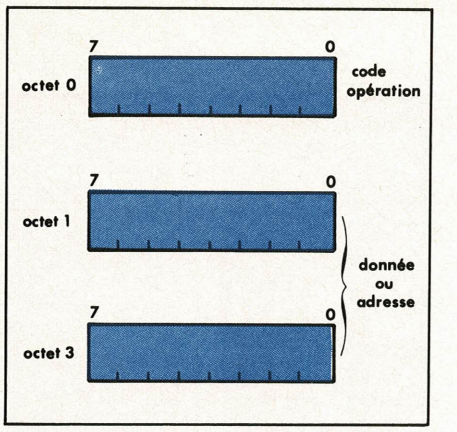


Fig. 13.

Le premier octet d'instruction lu par le microprogramme contient le code de l'opération à exécuté, l'analyse de ce code permet au microprogramme de connaître selon le type d'instruction, le nombre d'octets d'opérande à lire successivement en mémoire de programme. Néanmoins par définition, l'adresse de l'instruction sera assimilée à l'adresse du premier octet (code opération) de cette instruction. On remarque cependant qu'aux yeux du programmeur le compteur ordinal (ou compteur d'instructions) progresse de façon irrégulière d'une, deux ou trois unités selon la longueur" de l'instruction exécutée, mais qu'aux yeux du microprogrammeur le compteur d'instruction, qui est considéré comme un registre banalisé va progresser de façon continue.

Revenons maintenant aux catégories d'instructions du 8080.

Les instructions de transfert

Elles permettent le transfert d'une donnée simple octet ou double octet d'une case mémoire vers une autre case mémoire, c'est-à-dire d'un registre (A, B, C, D, E, H ou L) ou un groupe de registre considéré comme une mémoire unitaire (B et C, ou D et E ou H et L).

Les instructions arithmétiques et logiques

Elles nécessitent deux opérandes, le premier opérande peut être soit un octet d'une mémoire externe, soit le contenu d'un registre, soit une donnée immédiate ; le résultat se substitue en définitive au second opérande (d'une façon générale le registre A).

Les opérations à la disposition du programmeur sont :

- l'addition avec ou sans retenue (ADD)
(sur simple ou double octet) ;
- la soustraction avec ou sans retenue (SUB) ;
- le ET logique ;
- le OU logique ;
- le OU exclusif.

Les instructions de rupture de séquence

Elles sont de deux types, les sauts et les instructions d'appel et de retour de sous programme.

Le saut correspond à un chargement arbitraire du compteur ordinal. Il peut être inconditionnel (branchement à une adresse précise) ou soumis à une condition relative au contexte d'exécution du programme.

L'instruction de saut conditionnel exploite le mot d'état du microprocesseur dont chacune des différentes mémoires unitaires a pu être positionnée par une instruction du type arithmétique ou logique, selon la valeur de l'élément binaire désigné, le saut à l'adresse préfixée (deuxième et troisième octet de l'instruction) est effectif ou non. Le cas où le saut est ineffectif correspond au simple passage en séquence. Les principaux types de saut conditionnels sont les sauts sur test de la nullité, de positivité, de négativité de parité ou d'imparité.

Les instructions d'appel et de retour de sous programme nécessitent l'introduction d'un nouveau concept, celui de sous programme ou de module fonctionnel.

La conception d'un logiciel quelqu'il soit comporte nécessairement deux phases distinctes, l'analyse organique et la programmation effective. L'analyse organique consiste en la définition de la structure du programme définitif, c'est-à-dire la mise en évidence des différents algorithmes mis en fin pour la résolution du problème et aussi le découpage du programme en modules s'enchaînant les uns aux autres.

Supposons que le système conçu doive évaluer une expression du type suivant avec une bonne précision en arithmétique flottante :

$$\delta = \sum_{i=1}^{n} ai \cdot xi^2$$

Nous constatons que chaque terme de la somme doit être élevé au carré, or le jeu d'instruction du 8080 ne comporte pas d'instruction de multiplication ni d'élévation à une puissance d'un nombre codé sur plusieurs octets. Cette fonction devra donc être assumée par un programme. Dans ce cas, le programmeur aura le choix ou bien d'écrire **(fig. 14)** autant de fois le module d'élévation au carré (pro-

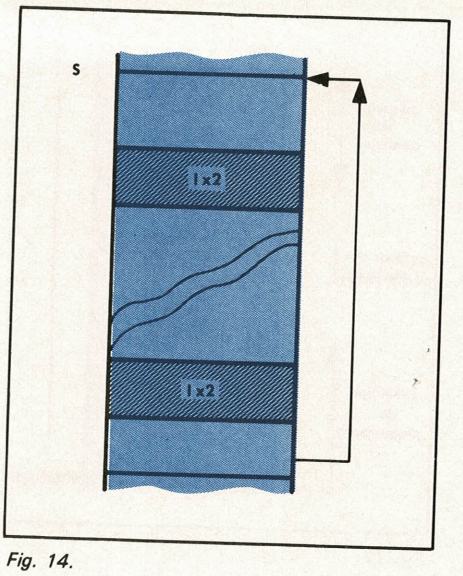


Fig. 14.

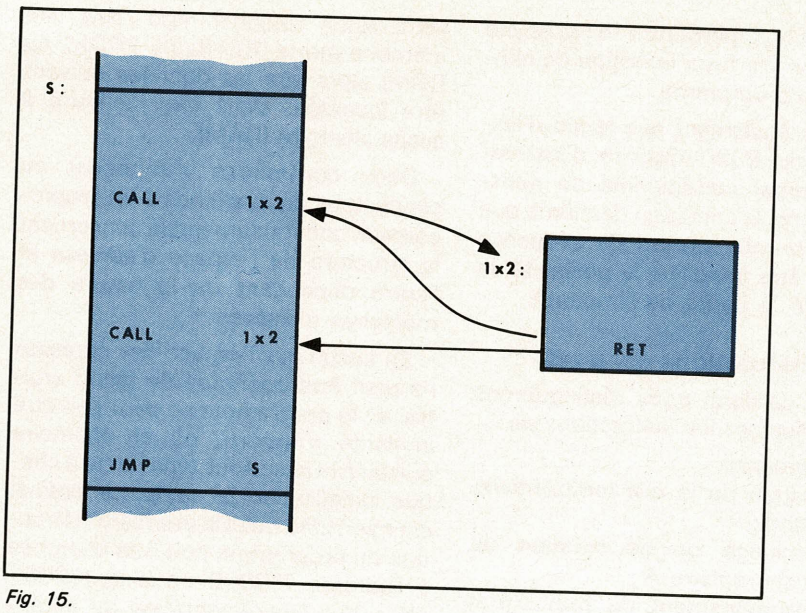


Fig. 15.

gramme 1 x 2), ou bien d'essayer de réduire le volume du programme considérant ce module 1 × 2 comme une "ressource" commune à laquelle les différentes parties du programme pourront faire appel **(fig. 15)**.

La seule différence avec le cas précédent réside dans le fait que 1 × 2 n'est écrit qu'une seule fois et que chaque élévation à la puissance 2 se fait par un appel (instruction CALL) au sous programme 1 × 2, le déroulement de l'instruction d'appel à un sous programme dans le cas particulier du 8080 nécessite l'utilisation de la pile. Celle-ci est matérialisée par un pointeur de pile SPC **(fig. 16)** qui contient l'adresse d'une zone mémoire de type RAM (accès aléatoire) à la différence du programme en général implanté en mémoire morte. La pile est du type dernier entré premier sorti ou LIF Ø, c'est-à-dire que l'opération d'empilement ou mémorisation d'un octet A dans la pile se déroule en deux temps :

A → (SP) ; Rangement de A à l'adresse pointés par SP

SP←SP + 1 ; Progression du pointeur de pile

et l'opération de dépilement ou extraction d'un octet de la pile. De même il est évident que la pile constitue un moyen idéal pour mémoriser une suite de donnée et les restituer dans l'ordre chronologique de leur apparition.

SP ← SP-1

A → (SP)

Revenons à notre instruction d'appel à un sous-programme (CALL) ; le branchement à la première instruction du sous-programme 1 × 2 devra s'accompagner de la mémorisation de l'adresse de retour, c'est-à-dire l'adresse de l'instruction qui suit en séquence l'instruction CALL soit (PC) + 2. Cette mémorisation se fait dans la pile et elle est exécutée au niveau du microprogramme ; la microséquence

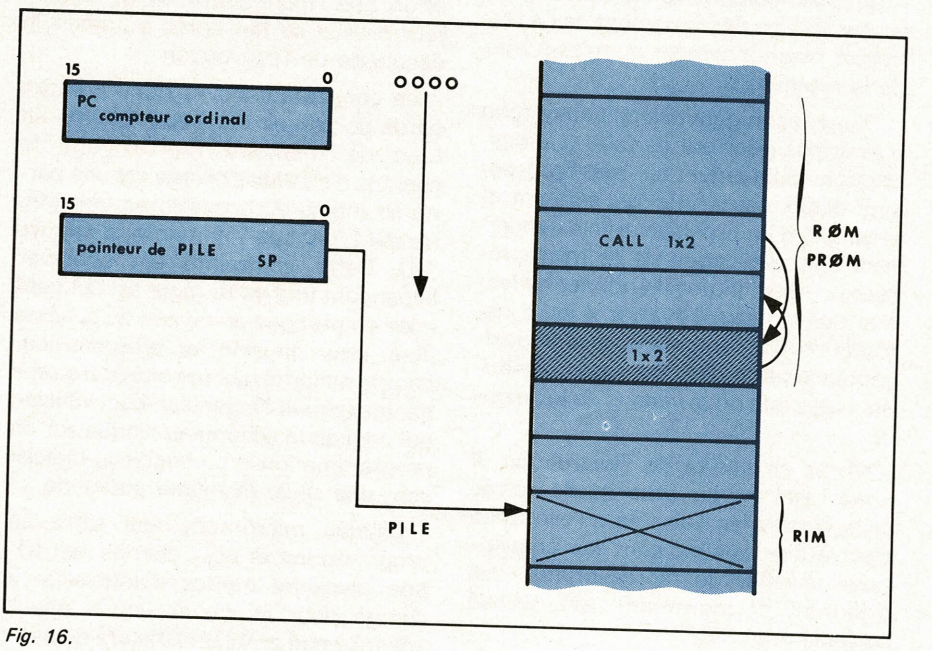


Fig. 16.

alors déroulée pouvait être schématisée comme suit.

Poids fort (PC) ← (SP)

Poids faible (PC + 1) → (SP) ; empilement des 8 e.b ; de poids faible du compteur ordinal

SP ← SP + 1

Poids forts (PC + 1) → (SP) ; empilement des 8 e.b. de poids forts du compteur ordinal

SP ← SP + 1

Poids faible (PC) ← poid faible (1 × 2)
Poids fort (PC) ← poids fort (1 × 2) ; branchement à 1 × 2.

La dernière instruction du sous-programme 1 × 2 doit permettre le retour en séquence, c'est-à-dire à l'instruction qui suit l'instruction d'appel, cette instruction est l'instruction de retour de sous programme RET qui provoque le chargement du compteur ordinal (16 e.b.) avec respectivement deux octets extraits de la pile, la microséquence associée à l'instruction RET est donnée comme suit :

SP ← (SP) – 1

Poids faibles (PC) ← (SP)

SP ← (SP) – 1

Ce mécanisme d'appel à un module fonctionnel amène une remarque intéressante. Il est possible moyennant la précaution de doter le système d'une pile de dimension convenable de procéder à des appels imbriqués de sous-programmes et il est même possible qu'un sous-programme s'appelle lui-même ; le niveau maximum d'imbrica-

tion va nous permettre d'introduire dans un article futur la notion de réintrance de programme.

Notons également que le jeu d'instruction du 8080 dispose d'instructions d'appel conditionnel de sous-programme, la condition de même que pour la simple rupture de séquence pouvant être la nullité, la positivité, la négativité, la parité ou l'imparité.

– Les instructions diverses

Parmi celles-ci nous distinguerons essentiellement les instructions de :

- comparaison ;
- de gestion de la pile (empilement, dépilement) ;
- de décalage ou de rotation du contenu du registre A ;
- de positionnement du mot d'état (armement ou désarmement de l'interuption, positionnement ou mise à zéro de la retenue...).

D'une façon générale ce paragraphe n'avait pas pour but de faire une description exhaustive du microprocesseur 8080, description qui sera entreprise lors d'un prochain article concernant une application de ce microprocesseur, mais plutôt de donner au lecteur des moyens d'évaluer le jeu d'instructions d'un microprocesseur quelconque à partir des éléments constitutifs types que nous venons de lui exposer.

Après ce survol de l'instruction, il nous reste à voir sous quelle forme celle-ci gère les données qu'elle traite c'est-à-dire quelles sont les conventions usuelles de représentation des données et comment est utilisé l'espace mémoire.

Structure du mot mémoire

La mémoire de programme

La mémoire d'un système à base de microprocesseur est nécessairement positionnée en deux sous ensembles de nature différente, la mémoire de programme et la mémoire de données. Il est parfois possible de concevoir des systèmes simples sans mémoire de données mais d'une façon générale tout programme a besoin pour s'exécuter "confortablement", de possibilité de mémorisation supérieure à celle offerte par les registres internes du microprocesseur. En outre la distinction logique faite entre mémoire de données et mémoire de programme s'accompagne d'une distinction physique puisque le programme est souvent, sinon toujours, figé dans une mémoire morte (REPROM, PROM, ou ROM) alors que les données doivent être localisées dans une mémoire à accès aléatoire (RAM).

Deux contraintes s'imposent au concepteur de systèmes à microprocesseur, une fondamentale concernant la structure de l'espace d'adresse et l'autre dépendant de la nature des mémoires utilisées.

En aucun cas l'espace des adresses ne peut être configuré de façon arbitraire ; le programme ne peut pas être implanté n'importe où en mémoire puisqu'à la mise sous tension ou à chaque initialisation le compteur ordinal est mis à zéro donc la première instruction du programme doit être cherchée à l'adresse X'0000 ou bien X'0001 selon que l'incrémentation du compteur ordinal se fait après ou avant le décodage de l'instruction.

Le concepteur devra donc prendre garde de prévoir dans son schéma un bloc de mémoire morte dans le champs d'adresses basses car une partie au moins du programme doit être résident en bas de mémoire **(figure 17)**. Cette contrainte est absolue ; cependant une autre règle est souvent mise en pratique au niveau du schéma pour venir en aide au programmeur dans la majorité des cas et à notre sens heureusement l'ingénieur électronicien qui conçoit le schéma et l'ingénieur en programmation qui conçoit le logiciel sont une seule et même personne.

Chaque microprocesseur offre au programmeur et pour chaque instruction plusieurs modes d'adressage à charge pour lui de choisir le mieux adapté à son problème malgré de petites différences d'un constructeur à un autre, on peut distinguer quatre types d'adressage distincts : **l'adressage absolu, l'adressage relatif, l'adressage indirect, l'adressage indexé.**

1. – L'adressage absolu

C'est le plus simple des modes d'adressage ; le chapitre précédent consacré essentiellement au 8080 a été écrit en suivant ce principe. Il consiste à désigner l'opérande par la valeur exacte de son adresse, ce qui implique qu'un opérande soit désigné par un champ de 16 éléments binaires si l'on veut disposer d'un espace adressable de 64 K octets. L'adressage absolu est donc coûteux en mémoire même si l'on adopte la solution de n'avoir au maximum pour chaque instruction qu'un seul opérande en mémoire externe.

2. – L'adressage relatif

La dénomination exacte de ce mode d'adressage pourrait être : adressage

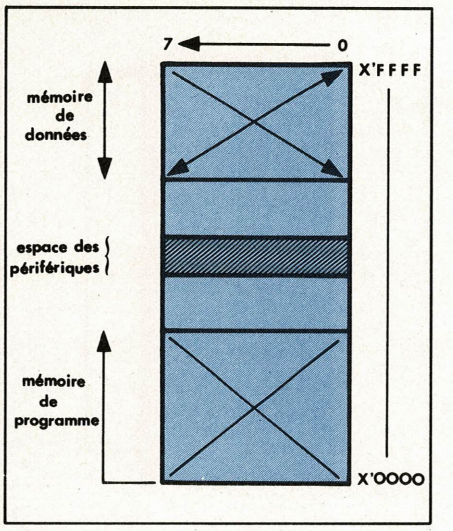


Fig. 17.

relatif au compteur ordinal. Il permet de réduire la taille du champ opérande dans le code de l'instruction. L'idée sous-jacente est que d'une façon générale, le programmeur ne fait référence lorsqu'il écrit une instruction, même dans le cadre d'un programme très important, qu'à des opérandes situés dans le "voisinage" de l'instruction qu'il écrit. Un exemple simple est donné ci-dessous il décrit une boucle de délai programmée avec le microprocesseur SC/MP.

Cette boucle permet de définir une attente de 25 secondes à partir d'un délai unitaire ; l'index est ensuite décré- Pour ce faire un indexe de boucle (10) est généré dans l'accumulateur puis sauvegardé dans le registre extension (instruction XAE) avant l'exécution du délai unitaire, l'index est ensuite décrémenté de 1 avant d'être testé jusqu'à ce qu'il soit nul, l'opération est répétée (saut à BOUCLE) puis le délai total écoulé, le programme se poursuit en séquence. L'instruction qui nous intéresse ici est l'instruction de saut conditionnel JNZ (saut si accumulateur nul) en cas de non nullité de l'accumulateur, le compteur ordinal sera forcé à la valeur 102 soit un déplacement de – 10 par rapport à sa valeur précédente 112 (adresse du second octet de l'instruction JNZ).

Ainsi le mode d'adressage relatif consiste à désigner un opérande BOUCLE dans l'exemple présent, non pas par son adresse absolue mais un nombre signé (négatif pour les sauts en arrière, positif pour les sauts en avant) représentant la différence entre l'adresse effective de cet opérande et l'adresse courante du compteur ordinal. Ce mode d'adressage est efficace lorsqu'on se restreint à de petits déplacements ; le plus souvent l'amplitude du déplacement est limitée à 256 en valeur absolue soit 128 en déplacement, négatif et 127 en déplacement positif (voir **fig. 18**).

Adresse			
100-101		LDI	10
initialisation de la boucle			
102	Boucle :		
103		XAE	
104-105		LDI	255
106-107		DLY	255
délai de 250 ms			
108		XAE	
109-110		ADI	-1
111-112		JNZ	-10
sauteur en début de boucle			

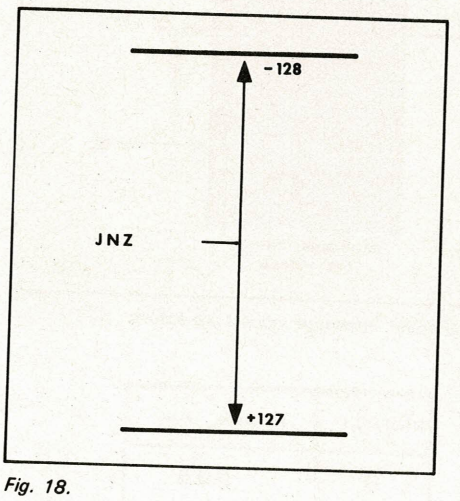


Fig. 18.

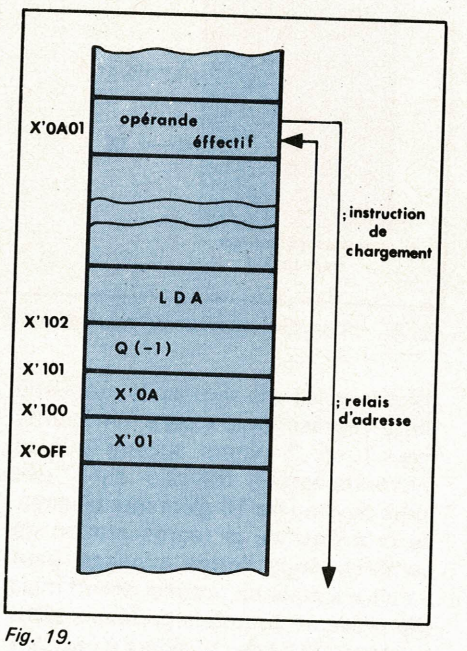


Fig. 19.

Moyennent cette contrainte le champ opérande du code d'instruction peut être réduit à 8 éléments binaires. Pour atteindre un opérande situé hors des limites du déplacement, le programmeur devra soit avoir recours à des artifices (sauts successifs dans le cas de branchement en un point loint du programme) soit utiliser un autre mode d'adressage.

3. – L'adressage indirect

Ce mode d'adressage vient en complément de l'adressage relatif. Il permet au programmeur d'accéder à tout instant à n'importe quelle case mémoire où qu'elle soit.

L'adressage indirect consiste à utiliser une mémoire (interne au microprocesseur ou couple d'octets de mémoire externe) comme relais d'adressage.

La **figure 19** montre un cas d'adressage indirect ; le programmeur veut charger dans l'accumulateur A le contenu de l'opérande effectif situé à l'adresse X'0A01. L'instruction de chargement est implantée à l'adresse X 102 ; le déplacement associé à cette instruction (– 1) indique au microprocesseur d'une part qu'il s'agit d'une instruction utilisant l'adressage indirect (symbolisé ici pour le lecteur par le caractère) et d'autre part que le relais d'adressage se situe à l'adresse : X'101 – 1 = X'100 pour les poids forts et X'100–1=X'OFF pour les poids faibles.

Le microprogramme va alors charger dans un registre interne non accessible au programmeur les contenus respectifs des adresses X'OFF et X100 soit X'0A01, puis charger dans l'accumulateur le contenu du mot mémoire d'adresse X'0A01.

En définitive, le mécanisme de l'adressage indirect peut être résumé au moyen de notre notation habituelle ou (X'0A01) désigne le contenu du mot adresse X'0A01 de façon très simple. Dans le cas précédent, A ((X' 100, X'OFF)) qui symbolise l'action de charger l'accumulation A avec le contenu du mot dont l'adresse est elle-même contenu dans les mots d'adresses respectives X'100 et X'OFF, la notation symbolique a certainement l'avantage d'être plus explicite, d'autant plus qu'il est possible de concevoir un système où l'adressage indirect joue à plusieurs niveaux en utilisant autant de relais d'indirection.

A titre d'exemple, nous laissons le soin au lecteur d'exprimer d'exprimer en français l'opération symbolisée par :

A← ((((X'100, X'OFF))))...

Au niveau du microprocesseur, l'indirection prend souvent un sens un peu plus restreint, à savoir que le nombre de relais d'indirection est souvent limité à quelques mémoires internes au microprocesseur appelés **registres pointeurs.** Ces registres sont souvent des registres de 16 éléments binaires, ce qui leur permet d'adresser l'ensemble de l'espace mémoire ; dans ce cas, la possibilité d'adressage indirect à plusieurs niveaux est peu exploitée.

4. – L'adressage indexé

Les hasards de la programmation conduisent souvent le programmeur à structurer ses données sous forme de tables ou suites séquentielles d'information.

L'exploitation d'une table c'est-à-dire l'extraction ou l'insertion d'une donnée peut se faire selon deux modes : un mode d'accès direct où chaque élément de la table est connu par son adresse absolue, un mode indexé qui consiste à donner une adresse fixe à la table et à assigner à chaque élément un indice par rapport à l'adresse de début de la table **(fig. 20).** Dans la deuxième hypothèse, on peut en faisant simplement progresser l'index décrire toute la table.

Tous les microprocesseurs ou presque offrent la possibilité d'indexation, cependant les solutions adoptées par l'ensemble des constructeurs diffèrent assez les unes des autres. Disons simplement qu'un ou plusieurs registres

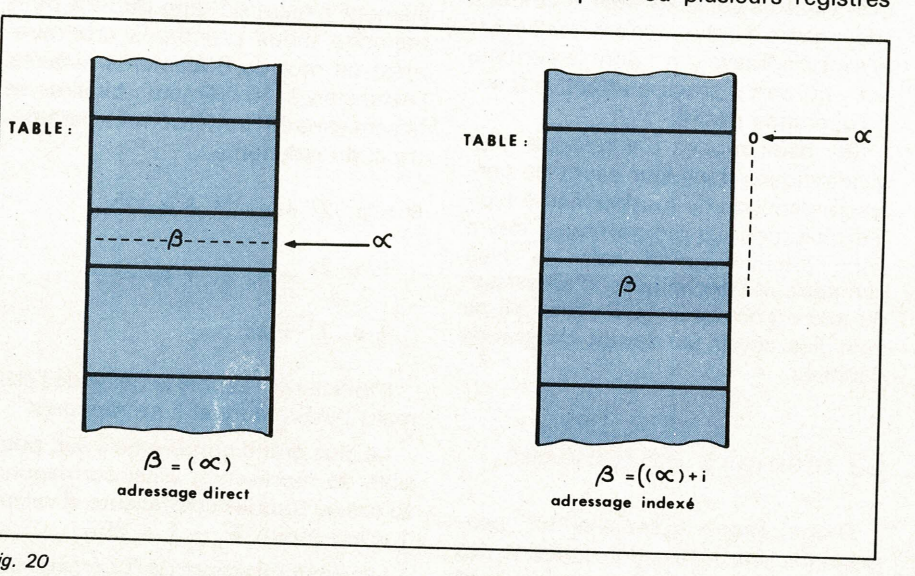


Fig. 20

du microprocesseur peut (peuvent) être utilisé(s) comme registre d'indexe. L'adresse de base, c'est-à-dire l'adresse au début de la table peut être définie soit par adressage relatif au compteur ordinal, soit au moyen d'un registre pointeur (dont le contenu sera symbolisé par l'indice i–).

Dans nos convention, l'adressage indexé pourra être symbolisé par B = ((α) + i). où B représente l'adresse effective de l'octet désigné. Il convient de bien noter la différence entre l'adressage indirect et l'adressage indexé et à ce propos, on peut tout d'abord remarquer que "l'un contient l'autre". En effet le formalisme :

– B = ((α) + i)

montre qu'il suffit de faire (α) = 0 pour que l'équation de résolution d'adresse ci-dessus devienne :

– B = (i)

qui montre que le registre d'index est utilisé comme relais d'indirection. D'une façon générale donc, une indexation avec un déplacement nul équivaut à une indirection par rapport au registre d'index.

D'autre part les deux modes d'adressage peuvent être utilisés simultanément. On parle alors d'adressage indirect indexé dont il existe deux variantes **(fig. 21)**. l'adressage indirect post indexé et l'adressage indirect pré-indexé.

Dans le mode d'adressage indirect post indexé, le microprogramme évalue d'abord l'adresse du relais d'indirection (α dans notre exemple) puis ajoute au contenu de ce relais d'indirection la valeur du registre d'index i ; le résultat de cette opération B = α + i donne l'adresse de l'opérande cherché.

Dans le cas de l'adressage indirect pré-indexé le microprogramme évalue tout d'abord l'adresse du relais d'indirection α comme dans le cas précédent puis ajoute à cette adresse le contenu i du registre d'index, et c'est finalement le mot d'adresse α = i dont le contenu est γ qui sert d'adresse effective B = à l'opérande désiré.

Ces deux modes d'adressage bien qu'identiques dans leur esprit ne correspondent pas du tout au même type d'exploitation. Le programmeur devra donc prendre grand soin de bien connaître les techniques d'adressage du microprocesseur qu'il utilise s'il ne veut pas courir au devant de grands déboires.

La mémoire de données

D'une façon générale un programme, une instruction utilisent des données, des opérandes numériques et

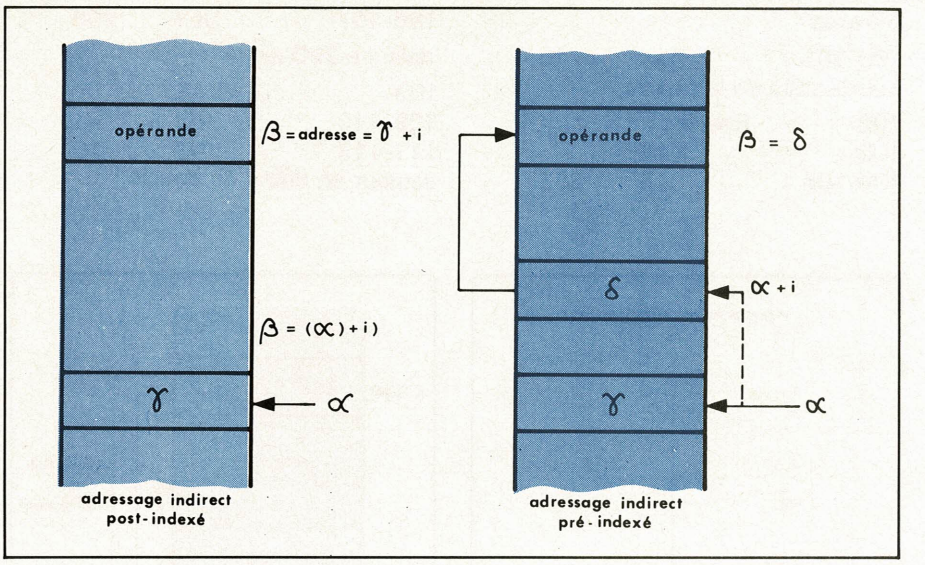


Fig. 21. – A gauche, adressage indirect post-indexé, à droite, adressage indirect pré-indexé.

dans tous les cas se pose le problème de la représentation sous un format fixe, 1 ou 2 octets suivant que le microprocesseur travaille sur des mots de 8 ou de 16 éléments binaires. Le problème de la représentation de nombres sous forme binaires peut paraître simple au premier abord mais elle présente toutefois certaines difficultés lorsque l'on considère d'une part le cas des nombres négatifs et d'autre part le cas des nombres hors format (essentiellement les très grands nombres).

1. – La représentation des nombres positifs

La représentation binaire des nombres positifs pour les microprocesseurs les plus usuels utilise deux techniques : d'une part la représentation en binaire pure, et d'autre part, la représentation décimale codée binaire (abréviation anglaise B C D).

La numérotation binaire pure

Elle consiste à considérer chaque élément binaire de rang du mot de la mémoire (nous prendrons arbitrairement un mot de 8 éléments binaires, l'extension à 16 éléments binaires se faisant sans difficulté) comme paramètre ai du polynome :

$$N = a_7\,2^7 + a_6\,2^6 + a_5\,2^5 + a_4\,2^4 + a_3\,2^3 + a_2\,2^2 + a_1\,2^1 + a_0$$

L'indice **i** est appelé le poids de l'élément binaire auquel il se rapporte.

Le plus grand nombre qu'il soit possible de représenter ainsi correspond au cas où tous les coefficients **ai** valent 1, c'est-à-dire $2^7 - 1 = 255$

La valeur minimum de l'opérande est bien évidemment zéro (tous les éléments binaires nuls).

DECIMAL	BINAIRE PUR
0	000
1	001
2	010
3	011
4	100
5	101
6	110
7	111
8	1000
9	1001

Fig. 22. – Tableau de correspondance décimal – binaire pur

Ce mode de représentation apparaît au premier abord comme la plus naturelle et la plus simple. Elle est cependant peu ou pas utilisée car elle ne peut être appliquée qu'à un nombre restreint d'opérations (addition, multiplication de nombre positifs...). Nous verrons également qu'elle peut être étendue à la représentation des nombres négatifs par le passage au complément à deux.

La représentation décimale

Une autre approche du problème de la représentation et de la manipulation des nombres consiste à travailler non pas au niveau des nombres mais des chiffres décimaux pris individuellement ; ce type de représentation est appelée représentation décimale.

Le principe en est également très simple ; toutes les opérations (addition, soustraction, multiplication) s'effectuent en base 10. Il s'agit donc d'opération "chiffre à chiffre", chaque chiffre de la base est représenté sous

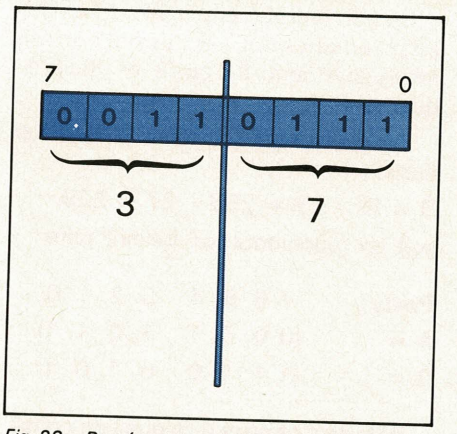


Fig. 23. – Représentation du nombre 37 sous forme décimale codée binaire

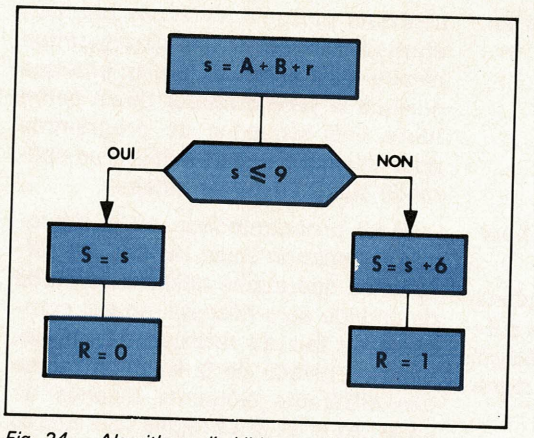


Fig. 24. – Algorithme d'addition de 2 chiffres en représentation décimale codé binaire. A = premier opérande ; B = second opérande ; r = retenue antérieure ; R = retenue propagée ; s = somme partielle ; S = somme totale.

forme binaire pure **(fig 22)** codé sur quatre éléments binaires.

Ce type de représentation amène immédiatement une remarque : le code utilisé pour chaque chiffre n'est pas un code 22complet" ; en effet quatre éléments binaires permettent de coder $2^4 = 16$ combinaisons, or dans le cas présent dix (les dix chiffres décimaux) sont utilisées. Il s'ensuivra sans doute et on va le voir certaines difficultés au niveau de l'exécution ou de la programmation d'opérations partant sur des nombres de plusieurs chiffres.

En conséquence de ce qui précède, on peut également noter que la représentation décimale n'est pas une représentation dense en ce sens qu'un octet ne peut contenir qu'un groupe de deux chiffres. Par exemple la **figure 23** montre la représentation du nombre 37 sous forme décimale codée binaire.

La représentation de grands nombres avec cette convention nécessite donc la mobilisation de beaucoup de cases mémoire.

Outre ces problèmes de coût de représentation sur le plan du volume de mémoire nécessaire, d'autres difficultés apparaissent lors de la manipulation des nombres. D'une façon générale, une opération entre deux nombres de M chiffres peut se réduire à M opérations entre deux chiffres, à l'encontre de la représentation en binaire par où les nombres devaient être considérés dans leur intégralité par les différents opérateurs.

La **figure 24** donne l'algorithme de l'addition de deux chiffres décimaux codés en binaire ; l'addition des deux chiffres en représentation binaire se fait en appliquant les règles de l'addition en base 2 ; cependant le chiffre obtenu **S** codé sur 4 éléments binaires a une valeur comprise entre 0 et 15 ('O et "F en représentation hexadécimale). Il faut donc effectuer un 22changement de base" pour obtenir la représentation du chiffre sous forme décimale. Cette opération consiste simplement à ajouter 6 (0110 en binaire) à **s** si sa valeur est supérieure à 9 (1001 en binaire). Le dépassement de la valeur 9 est générateur de retenue ; celle-ci peut se propager de chiffre en chiffre si l'opération porte sur de grands nombres.

Les opérations décimales mettent en jeu des mécanismes très simples. C'est pourquoi la plupart des microprocesseurs offrent parmi leur jeu d'instruction, au moins une addition décimale portant sur deux chiffres ; cependant l'utilisation de la base dix est coûteuse à deux points de vue :

– en volume mémoire puisque l'on ne peut coder sur un octet qu'un nombre compris entre 0 et 99 ;

– en temps machine et ceci à deux niveaux, celui du microprogramme du fait que l'addition décimale n'a pas le caractère automatique de l'addition binaire ce qui implique une microséquence plus complexe et celui du programme compliqué par le fait que chaque nombre doit être géré comme une file d'octets, gestion simple dans son principe mais fastidieuse pour le programmeur.

2.– La représentation des nombres négatifs

On vient de voir que la représentation et la manipulation de nombres positifs peuvent être aisément résolues. Cependant le programmeur s'apercevra bien vite qu'il est pratiquement impossible de résoudre un algorithme sans au moins décrémenter un compteur ou faire des sauts "en arrière" par rapport au compteur ordinal...

Une solution partielle au problème de la manipulation mais non de la représentation des nombres négatifs consiste à définir une opération de soustraction. En effet il convient de faire une nette distinction entre le signe (+ ou –) d'un nombre signé et les opérateurs + ou – symbolisant les opérations d'addition et de soustraction. En jouant sur le fait qu'additionner un nombre négatif est équivalent à soustraire le même nombre (en valeur absolue) mais affecté du signe +, il est possible de résoudre la plupart des problèmes de programmation simple. C'est pourquoi quelques microprocesseurs (PACE, IMP 16,) permettent la soustraction décimale sur des nombres de deux ou quatre chiffres (en représentation décimale codée binaire). Cependant la représentation des nombres négatifs nécessite l'introduction au niveau du codage même du nombre de la notion de signe, nous allons donc examiner successivement les différentes présentations en usage.

a) L'élément binaire de signe

La convention de représentation la plus simple pour un nombre signé consiste à affecter systématiquement un élément binaire pour ce signe selon une loi fixe par exemple :

0 pour un nombre positif
1 pour un nombre négatif

Pour des raisons évidentes d'homogénéité cet élément binaire ne peut être que celui de poids le plus fort. Ainsi dans le cas d'une structure à mots de 8 éléments binaires le poids (7) sera l'élément de signe avec la convention ci-dessus et les 7 éléments binaires de poids faible servant à coder la valeur absolue du nombre.

Exemple :

Soit à coder le nombre + 27 (décimal). Sa représentation en valeur absolue et en binaire pur sur 6 éléments binaires donne :

6 5 4 3 2 1 0 poids
0 0 1 1 0 1 1 repr. binaire

soit en hexadécimal X'1B

et avec notre convention de signe sur 8 éléments binaires

7	6	5	4	3	2	1	0	poids
0	0	0	1	1	0	1	1	repr. binaire

soit encore X'1B en héxadécimal pour le nombre signé.

De la même façon si nous voulons représenter le nombre – 27 il nous suffit par rapport à l'exemple précédent de modifier l'élément binaire de signe ce qui donne :

7	6	5	4	3	2	1	0	poids
1	0	0	1	1	0	1	1	repr. binaire

soit en hexadécimal X'9B

Plusieurs remarques sont à faire à propos de cette convention :

1) La valeur absolue du nombre représenté est codée sur 7 éléments binaires seulement, c'est-à-dire qu'elle ne peut excéder la valeur X'7F Hexadécimale soit 127 en base 10.

Les valeurs extrêmes que l'on peut atteindre sont donc les nombres – 127 dont la représentation serait

7	6	5	4	3	2	1	0	poids
1	1	1	1	1	1	1	1	repr. binaire

soit X'FF en hexadécimal, et + 127 dont la représentation binaire donne :

7	6	5	4	3	2	1	0	poids
0	1	1	1	1	1	1	1	repr. binaire

soit X'7F en hexadécimal.

2) L'introduction de cet élément binaire de signe induit une double représentation du nombre 0, c'est ainsi que l'on est amené à distinguer un nombre + 0 dont la représentation binaire est

7	6	5	4	3	2	1	0	poids
0	0	0	0	0	0	0	0	repr. binaire

soit X'00 en hexadécimal,

et un nombre – 0 avec la représentation

7	6	5	4	3	2	1	0	poids
1	0	0	0	0	0	0	0	repr. binaire

soit X'80 en hexadécimal.

Le fait d'introduire une double représentation pour un même être mathématique est évidemment un inconvénient important à la fois sur le plan des concepts puisqu'il n'y a pas bijection entre un élément et une configuration binaire mais aussi sur le plan pratique puisque le programmeur devra écrire toute une séquence de programme pour un simple test de nullité d'un opérande sur 8 éléments binaires.

3) La programmation ou la microprogrammation selon les cas des différentes opérations utilisant ce mode de codage sera nécessairement complexe du fait du manque d'homogénéité au niveau de la fonction même des différents éléments binaires du code ; en effet si les règles opératoires définies pour la représentation binaire pure s'appliquent parfaitement pour les 7 éléments binaires de poids faible, l'élément binaire de signe doit nécessairement être traité indépendamment. Il y aura donc nécessairement deux phases dans l'exécution d'une opération :

– opération sur valeurs absolues traitées en binaire pur

– traitement du signe.

On voit donc à la lumière des deux dernières remarques que la manipulation de tels nombres doit être coûteuse en code en microcode et en temps machine. C'est pourquoi ce type de représentation est peu utilisé on lui préférera toujours un codage dans lequel l'élément binaire de signe pourra être traité au niveau des opérations comme les autres éléments binaires ; c'est le cas en particulier de la représentation par le complément vrai.

b) Le complément vrai ou complément à deux

Revenons un moment à la représentation en binaire pur. Les 8 éléments binaires dont nous disposons nous permettent de coder $2^8 = 256$ nombres compris entre 0 et $2^8 - 1 = 255$. Nous remarquerons que les 128 premiers nombres, c'est-à-dire les nombres compris entre 0 et $2^7 - 1$ ont leur élément binaire de poids fort (7) égal à 0, les 128 suivants donc compris entre 2^7 et $2^8 - 1$ ont leur élément binaire de poids fort égal à 1.

Partant de cette remarque qui définit une partition dans l'ensemble des nombres décrit ci-dessus (en deux sous-ensembles disjoints) il est possible de construire une transformation bijective qui permet d'associer à un nombre A appartenant à l'un des sous ensemble, un nombre B appartenant à l'autre sous ensemble. Si par exemple on choisit cette transformation comme ci-dessous :

$B = 2^8 - A$

C'est-à-dire en fait

$A + B = 2^8$

On voit que si A appartient à l'un des sous-ensembles, B appartiendra nécessairement à l'autre et réciproquement.

Par exemple si l'on prand A = 27 on aura :

$B = 2^8 - 27 = 256 - 27 = 229.$

soit en représentation binaire pure :

Poids :	7	6	5	4	3	2	1	0
A =	(0	0	0	1	1	0	1	1)
B =	(1	1	1	0	0	1	0	1)

Rien ne s'oppose à ce que l'on considère le transformé d'un nombre A comme le nombre – A ; en effet la représentation du nombre $2^8 = 256$ dans un système à 8 éléments binaire donne :

8	7	6	5	4	3	2	1	0	poids
1	0	0	0	0	0	0	0	0	repr. binaire

A = 0 0 0 1 1 0 1 1
B = 1 1 1 0 0 1 0 1

Par définition ce nombre sera assimilé au 0 ; dans ce cas la transformation précédente peut s'écrire si A et B sont considérés comme des configurations binaires codées sur 8 éléments binaires.

A (base 2) + B (base 2) = 0 (base 2)
d'où B (base 2) = – A (base 2)

soit dans l'exemple précédent :

A = 0 0 0 1 1 0 1 1
B = 1 1 1 0 0 1 0 1
A + B = 0 0 0 0 0 0 0 0

Ce mode de représentation nous amène à faire plusieurs remarques :

1) Le zéro est unique, il correspond à la configuration binaire

0 = (0 0 0 0 0 0 0 0)

Nous remarquons ainsi que le transformé du 0 est le 0 lui-même :

0 (base 2) + 0 (base 2) = 0 (base 2)

soit – 0 (base 2) = 0 (base 2)

Le test de nullité sera donc effectué par le programmeur en une seule opération.

2) Dans ce type de codage il a été arbitrairement décidé que l'ensemble des nombres positifs serait celui des deux sous-ensembles de la partition dont l'élément binaire de poids fort est nul. Mais il s'agit là d'une convention ne s'appuyant sur aucune nécessité mathématique, la convention inverse aurait pu tout aussi bien être choisie. Cependant on remarquera que les deux ensembles sont caractérisés par le fait que les éléments binaires de

poids forts sont des valeurs différentes dans l'un ou l'autre cas, 0 pour les nombres positifs, 1 pour les nombres négatifs d'où une convention de test extrêmement simple.

3) L'élément binaire de signe n'est pas de nature différente des autres éléments binaires ducode ce qui signifie que lors de l'exécution d'opérations il ne sera pas distingué des autres. Pour s'en convaincre, il suffit de donner ici un exemple d'application.

Effectuons l'opération S = a + b, avec a = 27, b = –1

Nous obtenons au niveau des représentations binaires :

a = (0 0 0 1 1 0 1 1) base 2

b = 2^8 – 1 = 255

= (1 1 1 1 1 1 1 1) base 2

Poids :	7	6	5	4	3	2	1	0
a =	0	0	0	1	1	0	1	1
b =	1	1	1	1	1	1	1	1
S=a+b =	0	0	0	1	1	0	1	0

soit en hexadécimal S = X'14, d'où S = 26

Il en résulte une grande simplicité au niveau de la microséquence associée à chaque opération puisque le microprogramme n'a pas à tenir compte du signe des nombres qu'il utilise comme opérandes.

4) Evaluer la plage de codage, c'est-à-dire les valeurs limites des nombres qu'il est possible de représenter dans un seul octet peut se faire en considérant séparément chacun des deux ensembles de la partition.

Les nombres positifs sont caractérisés par le fait que l'élément binaire de poids le plus fort est nul, c'est-à-dire, que le nombre positif le plus grand aura pour représentation binaire :

7 6 5 4 3 2 1 0 poids

(0 1 1 1 1 1 1 1)

c'est-à-dire en hexadécimal X'7F soit 127 en valeur décimale.

De la même façon les nombres négaifs sont caractérisés par leur élément binaire de poids le plus fort égal à 1, le nombre négatif ayant la plus grande absolue aura pour représentation :

7 6 5 4 3 2 1 0 poids

(1 0 0 0 0 0 0 0)

soit en hexadécimal X'80 ou – 128 en valeur décimale, donc la représentation en complément à deux permet de représenter les nombres compris entre – 128 et + 127.

5) L'utilisation de la représentation en complément vrai présente de nombreux avantages au niveau opérationnel, disons même qu'elle résoud pratiquement tous les problèmes de représentation généralement posés au micrologiciens, sauf peut-être un, celui d'être immédiatement compréhensible, du moins pour les nombres négatifs par le programmeur. Pour pallier cet inconvénient il existe une recette simple qui permet d'effectuer rapidement la négation d'un nombre quelconque. L'opération s'effectue en 2 temps :

a) inverser tous les éléments binaires de la représentation en complément à deux du nombre

b) ajouter 1 au nombre obtenu.

A titre d'exemple effectuons le changement de signe du nombre a = + 27

a = (0 0 0 1 1 0 1 1)

a' = (1 1 1 0 0 1 0 0)

– a = a' + 1 = (1 1 1 0 0 1 0 1)

c) Le complément restreint ou complément à 1

Il s'obtient en enlevant une unité au complément à deux, c'est-à-dire que le passage d'un nombre positif au nombre négatif de même valeur absolue s'obtient en inversant tous les éléments binaires de ce nombre.

On voit ainsi que la somme d'un nombre et de son complément restreint est égale à 2^8 – 1 = 255, c'est-à-dire au nombre dont tous les éléments binaires sont égaux à 1. Ce mode de représentation a un avantage extrêmement intéressant pour l'utilisateur qui est le mécanisme extrêmement simple au passage d'un nombre à son complément qui consiste à inverser systématiquement tous les éléments binaires au nombre considéré.

Le mode de représentation en complément restreint permet de représenter des nombres compris entre :

$-(2^{8-1}-1) = -127$

$+(2^{8-1}-1) = +127$

On remarquera également que contrairement à la représentation en complément à 2 le zéro ne se transforme pas en lui-même ; en effet l'inversion de tous les éléments binaires du nombre 0 donne le nombre dont tous les éléments binaires sont égaux à 1. Cette double représentation du zéro est un obstacle considérable à une utilisation rationnelle du complément restreint qui n'est pratiquement plus usitée.

3. – Manipulation des grands nombres

Les systèmes de codages exposés précédemment sont valables au niveau de l'octet c'est-à-dire qu'ils permettent la manipulation des nombres compris généralement, entre – 127 et + 127. Il est bien évident que la programmation et le traitement de problèmes réels, aussi simples soient-ils, nécessite l'utilisation de nombres beacoup plus grands en valeur absolue, c'est-à-dire de nombres codés sur plusieurs octets.

Nous avons déjà vu que la représentation décimale est bien adaptée à la manipulation des grands nombres chiffre par chiffre mais nous avons également noté que cette méthode était très coûteuse à la fois en cases mémoire et en temps de calcul. C'est pourquoi nous exposons ici quelques règles permettant d'effectuer des opérations sur des nombres en représentation binaire (complément à 2) dont la valeur absolue excède 128.

a) Retenue et débordement

Le souci fondamental du programmeur lorsque celui-ci générera une séquence d'opération sera à chaque étape de s'assurer de la validité des résultats qu'il obtient. Pour cela il dispose en général par construction de deux mémoires unitaires c'est-à-dire de deux éléments binaires du registre d'état du microprocesseur qui sont éventuellement positionnés par le microprogramme lors de l'exécution d'une opération et que l'on peut tester et modifier par programme au moyen d'instructions spécifiques (sauts conditionnels, effacement au positionnement de la retenue). Ces deux éléments binaires associés à chaque opération sont respectivement la retenue et l'indicateur de débordement.

La retenue est simplement l'élément binaire de poids 8 (c'est-à-dire le neuvième élément binaire) de l'accumulateur au microprocesseur, c'est en fait la retenue au sens de l'addition de deux chiffres binaires générée au niveau des éléments binaires de poids 7. Le principe de génération de la retenue (Ri) propagée lors de l'addition de deux chiffres binaires **ai** et **bi** est donnée dans la table ci-dessous :

ai	bi	Ri-1	Si	Ri
0	0	0	0	0
0	1	0	1	0
1	0	0	1	0
1	1	0	0	1
0	0	1	1	0
1	0	1	0	1
1	1	1	1	1

ai premier opérande poids i
bi second opérande poids i
Ri-1 retenue propagée des éléments binaires de poids inférieur i-1
Si somme partielle
Ri retenue propagée.

Au niveau de l'octet la retenue indique simplement la valeur de l'élément binaire de poids fort (8) du résultat. Il est à la disposition du programmeur pour que celui-ci l'utilise soit comme retenue initiale dans une opération ultérieure soit pour un test de validité du contenu de l'accumulateur.

L'indicateur de débordement a un rôle plus délicat à jouer que l'élément binaire de retenue et il est d'une utilisation légèrement plus complexe également. Il a pour but d'indiquer une perte définitive d'informations et permet de dire si le résultat d'une opération est significatif ou non.

Dans le système de représentation en complément à 2, l'élément binaire de poids fort joue en fait deux rôles, un rôle de chiffre binaire normal et le rôle d'élément binaire de signe. Or il arrive qu'une retenue de l'élément binaire de poids 6 vers l'élément binaire de poids 7 modifie cet élément binaire ; dans ce cas le résultat apparent est du signe opposé au résultat réel. L'exemple ci-dessous montre que suivant ce principe l'addition de deux nombres positifs + 90 et + 117 semble donner si l'on n'y prend pas garde un résultat négatif.

```
   + 90
   + 117
  ------
résultat réel 207
```

```
7 6 5 4 3 2 1 0
0 1 0 1 1 0 1 0
0 1 1 1 0 1 0 1
1 1 0 0 1 1 1 1
```

Retenue = 0

Le résultat apparent est – 49 qui est le complément à deux du résultat réel 207.

Dans ce cas il y a perte de l'information de signe ; le moyen de s'en affranchir est de contrôler la retenue de l'élément binaire de poids 6 vers l'élément binaire de poids 7 selon la règle suivante :

– L'indicateur de débordement est positionné à 1 quand la retenue propagée à partir de l'élément binaire de poids 6 est différente de la retenue propagée vers l'élément binaire de poids 7.

Ainsi dans le cas précédent la retenue de l'élément binaire du chiffre de poids 6 vers le chiffre de poids 7 est égale à 1 alors que la retenue au-delà du chiffre 7 est nulle ; il y a donc positionnement de l'indicateur de débordement.

Exemple :

```
   90
  + 36
  ----
 = 126
```

```
7 6 5 4 3 2 1 0
0 1 0 1 1 0 1 0
0 0 1 0 0 1 0 0
0 1 1 1 1 1 1 0
```

Il n'y a pas de retenue au niveau du poids 6 ni au niveau du poids 7, l'indicateur de débordement est nul.

Dans le cas où les deux retenues de poids 6 et de poids 7 valent 1 toutes deux l'indicateur de débordement n'est pas non plus positionné puisque dans ce cas l'information de signe est conservée au niveau de l'élément binaire de retenue, c'est le cas de l'exemple suivant ; X'B4 + X'D6 c'est-à-dire (– 76) + (– 42).

```
7 6 5 4 3 2 1 0
1 0 1 1 0 1 0 0
1 1 0 1 0 1 1 0
1 0 0 0 1 0 1 0
```

1 retenue finale = 1
1 retenue de poids 6

Le signe (–) est conservé dans la retenue finale, l'information contenue dans l'accumulateur pointe à la retenue est "licite" donc l'indicateur de débordement n'est pas positionné.

b) Les opérations sur grands nombres

Si nous nous plaçons dans le cas de la représentation en complément à 2, le problème de la manipulation des grands nombres est résolu en utilisant plusieurs octets consécutifs. Prenons le cas d'une configuration à double octets, en appliquant les mêmes règles que pour la représentation simple octet ; il est facile de voir que le plus grand nombre positif qu'il soit possible de représenter sera :
hexadécimal : X'7FFF

binaire

```
7 6 5 4 3 2 1 0 7 6 5 4 3 2 1 0
0 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
```

décimal : 32767

De la même façon le nombre négatif le plus grand en valeur absolue sera en hexadécimal X'8000, en décimal 32768 et en binaire :

```
7 6 5 4 3 2 1 0 7 6 5 4 3 2 1 0
1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
```

Les opérations sur de tels nombres doivent être exécutées en deux phases :

– opération sur les 8 éléments binaires de poids faibles

– opération sur les 8 éléments binaires de poids forts.

Il suffit simplement de tenir compte de la retenue éventuelle générée lors de la première phase. L'exemple suivant illustre ce fait :

```
  X'13E7
+ X'24C2
--------
  X'38A9
```

```
7 6 5 4 3 2 2 1 0 7 6 5 4 3 2 1 0
0 0 0 1 0 0 1 1 1 1 1 0 0 1 1 1
0 0 1 0 0 1 0 0 1 1 0 0 0 0 1 0
0 0 1 1 1 0 0 0 1 0 1 0 1 0 0 1
```

R = 1

Dans ce cas la retenue est simplement considérée comme retenue initiale pour la phase 2. Remarquons également que pour l'octet de poids faible l'élément binaire de poids 7 n'a plus de statut d'élément binaire de signe. Il s'ensuit que pour cette phase l'indicateur de débordement n'a plus aucune signification précise puisqu'il ne peut y avoir de perte d'information (de signe).

Le processus décrit ci-dessus est un processus itératif, il peut être étendu à des nombres beaucoup plus grands codés sur plusieurs octets. Il y aura dans ce cas autant de phases qu'il y aura d'octets à traiter et seul l'indicateur de débordement positionné lors de la dernière phase aura une signification.

4. – La représentation des caractères

S'il est pratiquement impossible de s'affranchir d'un système de représentation numérique, il est un autre type de données dont l'utilisation par le "microconcepteur" est courante : les caractères de l'alphabet étendu.

La plupart des systèmes conçus autour de microprocesseurs disposent d'une interface homme-machine spécialement dans le domaine des terminaux de télé-informatique (ensembles claviers-visualisation), des intruments de contrôle ou de mesure avec au minimum un affichage numérique ou alphanumérique.

Toutes ces informations échangées avec les opérateurs font partie d'un alphabet étendu qui comprend au minimum les 26 lettres de l'alphabet, les dix chiffres et un ensemble de caractères spéciaux (ponctuation, codes de fonctions...). Une convention pratiquement universellement adoptée a été définie : associer à chaque élément de cet alphabet étendu un code de 7 éléments binaires. Ce code permet de représenter $2^7 = 128$ caractères possibles ; il n'est pas complet au sens où toutes les combinaisons ne sont pas à priori affectées ce qui donne

à l'utilisateur la possibilité d'étendre son alphabet de base d'autant de caractères supplémentaires qu'il en a besoin.

A chaque élément de ce code est affecté un élément binaire de parité (comme module 2 directe ou inverse de tous les éléments binaires du caractère considéré) dont la convention, parité ou imparité est laissée au choix de l'utilisateur. Ce code porte le nom de code ASCII normalisé il est entièrement décrit dans le tableau de la **figure 25**.

■

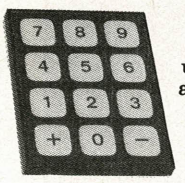
Caractère	Nbre Hexadécimal 7-Bit	Caractère	Nbre Hexadécimal 7-Bit	Caractère	Nbre Hexadécimal 7-Bit	Caractère	Nbre Hexadécimal 7-Bit
NUL	00	SP	20	@	40	\	60
SOH	01	!	21	A	41	a	61
STX	02	"	22	B	42	b	62
ETX	03	#	23	C	43	c	63
EDT	04	$	24	D	44	d	64
ENQ	05	%	25	E	45	e	65
ACK	06	&	26	F	46	f	66
BEL	07	'	27	G	47	g	67
BS	08	(	28	H	48	h	68
HT	09	)	29	I	49	i	69
LF	0A	*	2A	J	4A	j	6A
VT	0B	+	2B	K	4B	k	6B
FF	0C	,	2C	L	4C	l	6C
CR	0D	-	2D	M	4D	m	6D
SO	0E	.	2E	N	4E	n	6E
SI	0F	/	2F	O	4F	o	6F
DLE	10	0	30	P	50	p	70
DC1	11	1	31	Q	51	q	71
DC2	12	2	32	R	52	r	72
DC3	13	3	33	S	53	s	73
DC4	14	4	34	T	54	t	74
NAK	15	5	35	U	55	u	75
SYN	16	6	36	V	56	v	76
ETB	17	7	37	W	57	w	77
CAN	18	8	38	X	58	x	78
EM	19	9	39	Y	59	y	79
SUB	1A	:	3A	Z	5A	z	7A
ESC	1B	;	3B	[	5B		7B
FS	1C	<	3C	\	5C		7C
GS	1D	=	3D	]	5D	ALT	7D
RS	1E	>	3E	↑	5E	ESC	7E
US	1F	?	3F	←	5F	DEL, RUBOUT	7F

Fig. 25. – Code ASCII

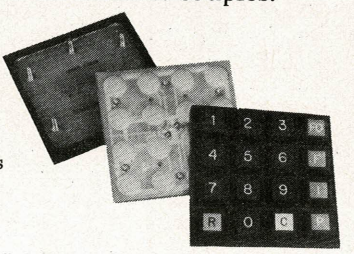
Bénéficiez d'une technologie de pointe, utilisez

les claviers CHOMERICS

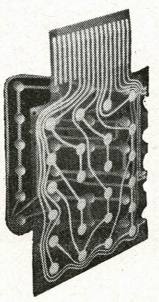
Grande fiabilité, encombrements réduits (**épaisseur 4mm**), choix des modèles convenant à toutes les applications, sorties par connecteurs ou circuits souples.



type EC
Applications extérieures nécessitant une étanchéité aux projections

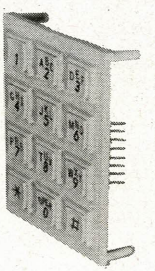


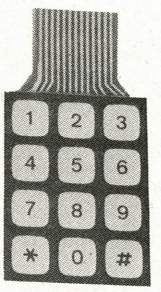
type EM
Applications militaires nécessitant une étanchéité à l'immersion



type KCS
Partie active seule, permettant la personnalisation du clavier grandes séries prix compétitif

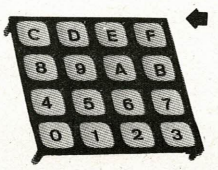
type ET
Applications téléphoniques et para-téléphoniques





type FF-FR
Claviers extra-plats (ép. 2 mm) caractéristiques identiques aux modèles EF et ER

type EF-ER
Applications générales sans spécifications particulières



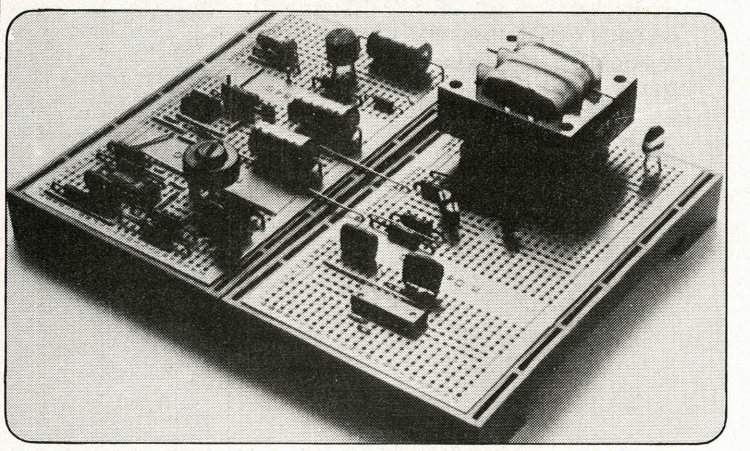
Pour plus de renseignements demandez les bulletins techniques chez:

RAPY

getelec études et réalisations électroniques

92, avenue marguerite-renaudin 92140 clamart
tél.: 644.68.91 (lignes groupées) télex 202854

BOITES DE CIRCUIT CONNEXION SANS SOUDURE n - DeC



Pour composants discrets et circuits intégrés
Pas 2,54 mm - Diamètre admissible 1 mm

	Prix Franco Monté	TTC En kit
n-DeC 840 contacts	**165 F**	**139 F**
n-DeC 720 contacts	**150 F**	**128 F**
n-DeC 480 contacts	**120 F**	**106 F**
Pour composants discrets uniquement		
n-DeC 360 contacts pas 5,08 mm	**106 F**	**95 F**
i-DeC 310 contacts pas 7,62 mm	**70 F**	

Toutes les n-DeC et i-DeC s'assemblent entre elles par queue d'aronde.
(prix établis suivant nouvelle T.V.A.)

REVENDEURS

PARIS	PROVINCE
ACER	S.A. - ALPELEC *Charlins*
CIBOT RADIO	CHARLAS SA *Grenoble*
LES CYCLADES	DECOCK Lille
LAG	DRECO Nancy
AU PIGEON VOYAGEUR	ECA ELECTRONIQUE *Bourg-lès-Valence*
PRIMELEC *Malakoff*	ELECTRONIQUE LOISIRS *Bayonne*
RADIO MJ *rue Claude Bernard* *constructeur installateur*	FACHOT ELECTRONIQUE *Metz*
RAM	HILL ELECTRONIQUE *Lyon*
St QUENTIN RADIO	RADIO COMPTOIR *Rouen*
TOUT POUR L'ELECTRONIQUE	ETS REBOUL *Besançon*
RADIO LORRAINE	SELFCO Strasbourg
SUISSE	SODIMEP COMPTOIR DU LANGUEDOC Toulouse
NOVELECTRIC AG 8107 BUCHS ZH	
BELGIQUE	
DUTRONICS *36, rue Guy de Bres 7000 MONS*	

DOCUMENTATION

SIEBER SCIENTIFIC SA

07190 Saint-Sauveur-de-Montagut

25, Rue Violet
75015 PARIS
Tél. 575.03.87

RAPY

Manipulations

Si la réponse en fréquence et le rapport signal/bruit sont des paramètres connus, faciles à mettre en évidence, les fluctuations de vitesse des appareils mécaniques le sont nettement moins et sont plus délicates à aborder. L'origine d'une défection de bande passante ou celle d'un bruit de fond est aisée à détecter, celle d'une fluctuation de vitesse l'est beaucoup moins.

Les phénomènes mécaniques qui entrent en ligne de compte sont nombreux et interfèrent les uns avec les autres. La mesure elle-même peut être entachée d'erreurs qu'il conviendra d'interpréter.

Mesure des fluctuations de vitesse

Principe de la mesure

La mesure de fluctuation de vitesse est une mesure de variation de vitesse instantanée. Les mesures de fluctuation de vitesse s'appliquent, dans le domaine de l'audio-fréquence aux tables de lecture, aux magnétophones, aux projecteurs sonores et peuvent aussi s'étendre à tout asservissement de vitesse. Ces trois catégories d'appareils ont un point commun : elles utilisent un support d'information. C'est le disque dans le premier cas, le ruban magnétique dans le second et pour le troisième un film possédant une piste sonore soit magnétique soit optique.

On utilise ces supports comme intermédiaire de mesure. Pour la mesure des tourne-disques, on emploiera un disque sur lequel est gravée une modulation à 3 000 Hz ou 3 150 Hz suivant la norme de mesure adoptée. Les disques prévus pour l'Europe utilisent la fréquence de 3150 Hz, la plupart des appareils disposant d'une commutation de fréquence.

Deux vitesses (théoriquement quatre) sont utilisées, pour la gravure des disques, l'un d'entre eux, pressé par Lennard en Angleterre est gravé sur sa périphérie à 33 t/mn alors que son centre, à partir d'un diamètre de 17 centimètres est gravé à 45 t/mn, ce qui est tout à fait logique.

Pour les magnétophones, le problème est différent. Le magnétophone est doué de la faculté d'enregistrer. Il est donc possible de commencer par effectuer un enregistrement de signal à fréquence fixe, 3000 ou 3150 Hz, de reproduire ce signal et de le mesurer. Pour les appareils n'effectuant que la lecture, nous avons plusieurs fabricants proposant des cassettes étalons. Ces cassettes sont aussi proposées par les constructeurs de magnétophones eux-mêmes.

Pour les projecteurs sonores, on utilisera un film étalon optique, l'enregistrement n'étant pas possible par ce procédé. Les projecteurs magnétiques disposent la plupart du temps d'un système d'enregistrement qui permet de procéder avec eux comme avec un magnétophone.

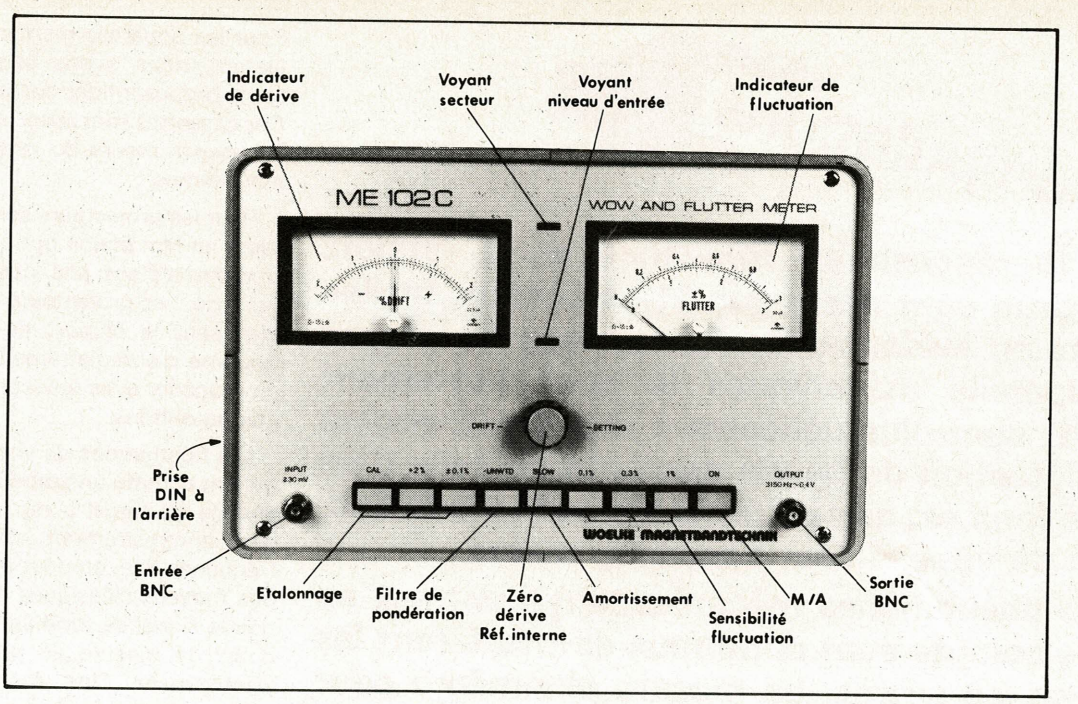
Les fluctuations de vitesse se manifestent comme une modulation en fréquence du signal audio. En disposant d'un enregistrement effectué à une fréquence fixe, on peut en extraire par des moyens classiques de démodulation le signal de modulation. Ce signal donne la mesure du pleurage et du scintillement. Une mesure de fréquence donne la dérive, une analyse des fluctuations de vitesse périodiques permet de séparer le pleurage et le scintillement, le pleurage étant constitué de variations de vitesse dont la fréquence est localisée au-dessous de 20 Hz alors que le scintillement se situe au-dessus de 20 Hz. La limite entre le pleurage et le scintillement n'est pas parfaitement définie et dépend des normes en vigueur.

Une fois que l'on dispose du signal démodulé, il faut l'exploiter. Nous venons de parler de la séparation entre le pleurage et le scintillement.

Si on considère les normes américaines, ou les normes européennes, on trouvera des modes d'expression qui différeront. Les normes américaines donnent en effet une valeur efficace pour les fluctuations de vitesse alors que les normes allemandes ou CEI donnent une valeur de crête. La lecture des caractéristiques d'un appareil doit donc s'accompagner d'une interprétation en fonction du type de mesure effectuée. On peut considérer que la valeur indiquée suivant les normes américaines est la moitié de la valeur indiquée avec les normes allemandes (celles qui sont le plus souvent utilisées). Une simple multiplication (ou division par 2) permet de faire des approximations d'une précision suffisante pour une estimation de la qualité relative de plusieurs produits d'origines diverses.

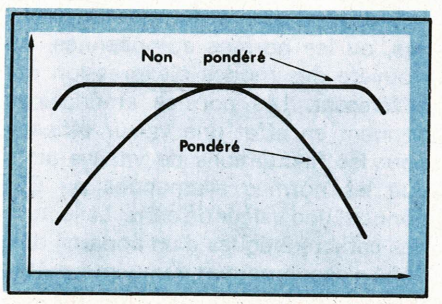
La pondération

La pondération d'une mesure est une pratique contestée par certains



spécialistes. Cette opération consiste à appliquer un cœfficient pondérateur aux perturbations de la vitesse en fonction de la zone dans laquelle elles se situent.

Pourquoi une pondération ? Les études entreprises sur les fluctuations de vitesse ont montré que, ces fluctuations introduisaient des perturbations plus ou moins importantes, à l'oreille suivant la zone de fréquences dans lesquelles elles se situaient. Une perturbation à très basse fréquence, comme une dérive en fréquence n'est d'aucune gêne, si l'instrument de reproduction sonore est utilisé seul (pas de comparaison possible). La dérive est une fluc-



1. – Bande/cassette test

tuation de vitesse mais la mesure du pleurage n'en tient pas compte. De même, les fluctuations dont la fréquence est supérieure à 20 Hz ne gênent pratiquement pas et cela d'autant plus que ces perturbations ont une amplitude très limitée (inertie importante des pièces mécaniques).

Les normes ont donc introduit une courbe de réponse en fréquence de l'instrument indicateur de la fluctuation de vitesse. Le maximum de cette courbe est, suivant DIN 45 507, situé à 4 Hz, l'atténuation étant de 3 dB à 1,2 Hz et 12 Hz. La **figure 1** donne l'allure de cette courbe.

A la suite du passage du signal dans le filtre de pondération, il y a une atténuation de part et d'autre de la fréquence d'accord du filtre (4 Hz) si bien que le chiffre donnant la valeur pondérée de la fluctuation de vitesse est inférieur au chiffre de la mesure non pondérée. Cette amélioration de la performance ne signifie rien, en tant que chiffre, elle permet de savoir si les composantes essentielles de la perturbation de vitesse sont situées dans la bande passante du filtre ou en dehors.

Au contraire, une indication de fluctuation de vitesse non pondérée, c'est-à-dire une mesure globale effectuée avec une large bande passante ne permet pas de connaître les réelles qualités subjectives de l'appareil. L'indication des deux valeurs, pondérée et non pondérée constitue une meilleure approche du problème ; l'écart entre les deux chiffres doit être le plus faible possible. En dernier recours, on comparera les valeurs pondérées, ce sont les plus précises, si elles ont été effectuées dans les mêmes conditions...

Au-delà de cette analyse, d'autres moyens d'investigation s'offrent au chercheur. Il s'agit là de moyens plus sophistiqués, plus chers, qui permettront de déceler, par une analyse en fréquence sélective quelle est l'origine du défaut. Ces défauts d'analyse sont réservés aux études approfondies sur les fluctuations.

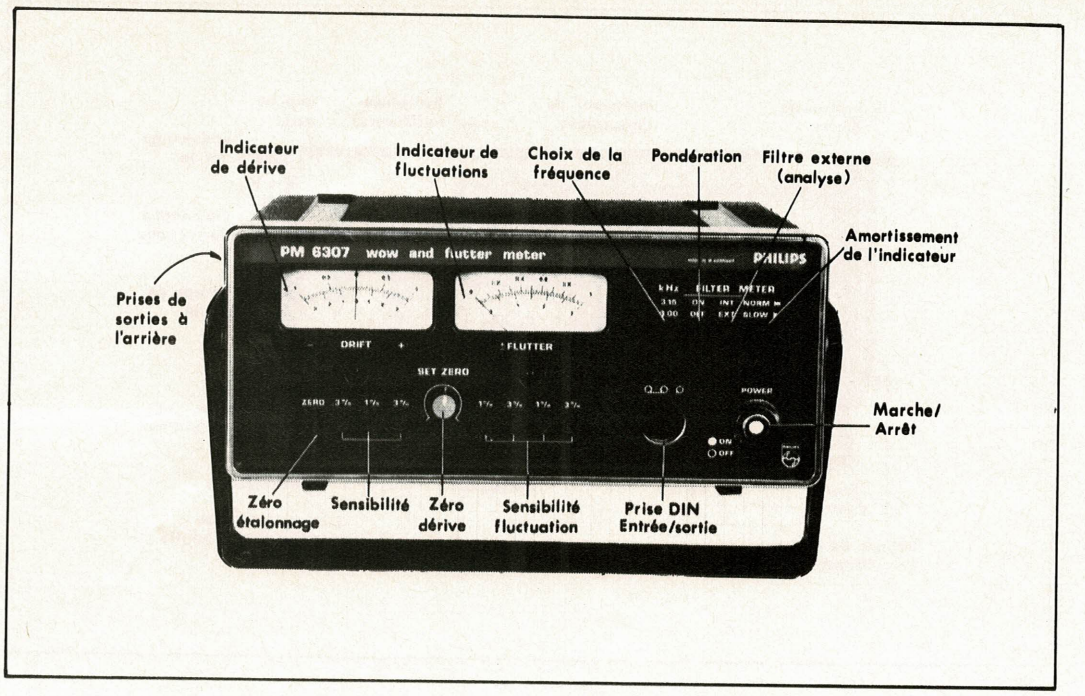
Les tourne-disques

Précision de vitesse et fluctuations sont les deux mesures électromécaniques que l'on fait le plus fréquemment sur les tourne-disques. Les normes fixent la précision requise pour divers usages : haute fidélité, professionnel ou appareils grand public non HiFi. La précision de la vitesse joue sur la hauteur de la lecture du disque par rapport à celle de l'original. La mesure permet aussi de mettre en évidence un couple d'entraînement trop faible dû à un glissement de la courroie ou du galet d'entraînement. Pour les tables de lecture à entraînement direct, on peut déceler un déréglage dû à un vieillissement des composants.

Toutes les tables de lecture ne disposent pas d'un stroboscope ; cet accessoire est indispensable sur les tables de lecture disposant de la possibilité de réglage de la vitesse de rotation ; sur les tables de lecture entraînées par un moteur synchrone, ils ne servent qu'à faire douter l'utilisateur qui n'aura pas perçu de variation de hauteur du son mais qui sera perturbé par la vision d'une stroboscopie aux raies mouvantes. Le mouvement de ces raies se produisant pour de très faibles écarts de vitesse.

Le stroboscope permet de contrôler un écart de vitesse, il peut aussi servir à mesurer la vitesse par le comptage du nombre de raies qui passent devant le néon en une minute, c'est long et fastidieux.

La méthode la plus simple est de faire appel à un fréquencemètre à affichage numérique qui donnera la fréquence gravée sur le disque. Il faut évidemment disposer d'un disque dont on connaîtra la fréquence avec précision. Là, le stroboscope sera d'un précieux secours pour donner la fréquence exacte de gravure du disque (l'étalonner). Il servira d'étalon ultime (la fréquence du secteur est suffisamment stable pour les applications courantes). Dans le cas où l'on aurait un doute, un



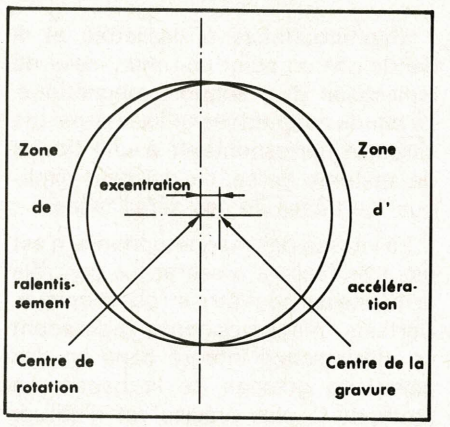
quartz permettra de servir de référence, un interface étant nécessaire pour lui faire allumer un néon ou une diode LED. Le disque-test Lennard est gravé avec une précision en fréquence très suffisante, nous l'avons vérifié. Les disques CBS (3000 Hz) ne sont pas aussi précis, (en tout cas l'exemplaire que nous avons). Le fréquencemètre donne une lecture à quatre chiffres qui exige un calcul de l'écart de vitesse.

Les appareils de mesure de pleurage et de scintillement disposent d'un indicateur de dérive qui donne directement, et avec son signe l'erreur introduite par le tourne-disque.

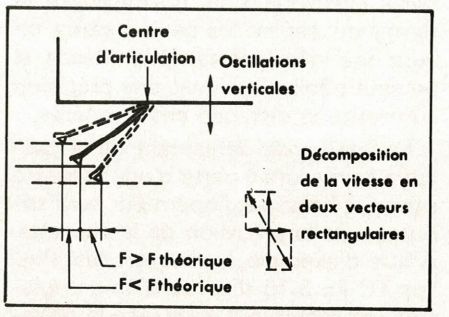
Une expérience intéressante à effectuer est celle de l'influence d'un balai dépoussiéreur sur la vitesse de rotation. Si le couple d'entraînement n'est pas suffisant, on constatera un ralentissement plus important au début du disque qu'à la fin. La hauteur de l'interprétation changera au cours de 20 minutes de la face, mais ce type de fluctuation de vitesse est insensible. L'influence d'un dépoussiéreur de ce type est suffisante pour être signalée. Une variation de 0,5 % est possible. Mais, comme les fabricants de table de lecture construisent en général des entraînements donnant une vitesse un peu supérieure à la vitesse nominale, nous avons, avec le dépoussiéreur, une vitesse proche de celle théorique.

Les fluctuations de vitesses ont diverses origines comme des irrégularités de l'usinage, un déséquilibre dynamique du plateau ou du rotor du moteur, l'irrégularité du couple d'entraînement du plateau (pôles du moteur). Les tables de lecture actuelles, nous parlons ici des modèles HiFi ont des performances qui dépassent les possibilités du disque.

Le disque est un élément dont la rigidité est très loin d'être légendaire. Le disque n'est pas toujours bien centré et il est souvent ondulé. Un décentrement entraîne une modulation en fréquence du son due à la variation instantanée du rayon du disque **(fig. 2)**. Ce phénomène est facile à comprendre. Nous avons là une cause de fluctuation à très basse vitesse (environ un demi-Hertz). La plupart des disques sont correctement centrés et le pleurage dû à cette cause est rarement prohibitif.



3. – Disque test



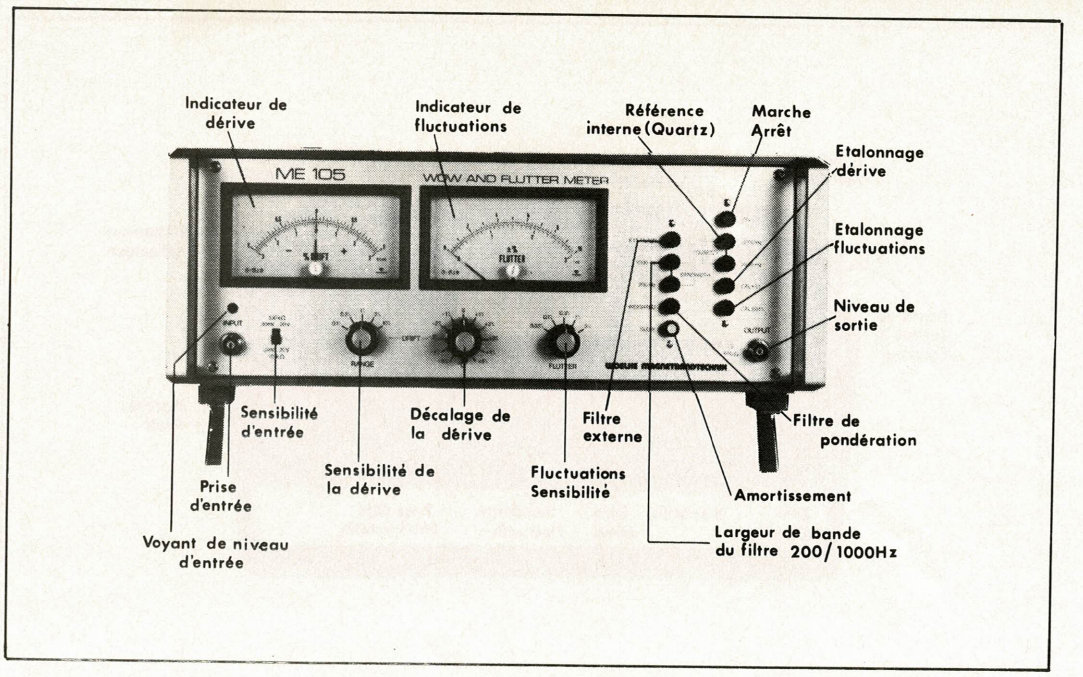
2. – Appareil de mesure

Seconde cause de pleurage et de scintillement, les ondulations verticales du disque. Cette fois, nous avons un mouvement de haut en bas de la tête de lecture **(fig. 3)**. Cette dernière possède une certaine masse et le stylet est maintenu par un coussinet élastique. Les ondulations provoquent une excitation de la résonance basse du disque. La pointe de lecture est montée sur un levier qui, lorsque le bras se déplacera de bas en haut va se promener d'avant en arrière. Le mouvement d'avant en arrière provoque une variation de fréquence analogue à celle de l'effet Doppler. La source est ici une ondulation du sillon, le capteur est une pointe qui est théoriquement fixe. Si la pointe bouge, il y a un déplacement relatif de la source et de l'observateur (la pointe), nous avons une modulation de fréquence à la fréquence de résonance du bras...

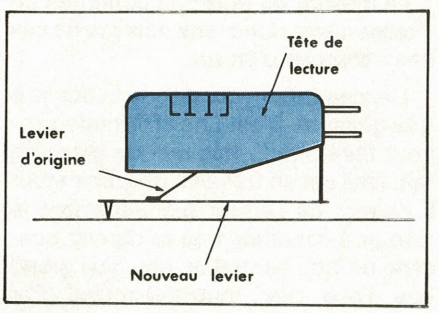
La mesure du taux de fluctuation de vitesse devra donc tenir compte de ces deux sources d'erreur.

L'excentration du disque n'est pas très gênante. C'est une affirmation qui peut faire bondir pas mal de gens. En fait, l'œil est un très bon discriminateur il permet de centrer manuellement le disque, à condition que ce dernier possède un trou central un peu plus grand que l'axe des tourne-disques. Par tâtonnements successifs, on arrivera à maîtriser le centrage. Une erreur de centrage du dizième de millimètre donne une erreur de l'ordre de 0,006 % en mesure pondérée, erreur minima.

La seconde source d'erreur est plus difficile à maîtriser. Faut-il la maîtriser ? Deux théories. La première veut que l'on juge l'ensemble disque cellule et bras de lecture. Dans ce cas, il ne faut pas traiter la cellule. Seulement, du fait du voilage du disque, nous introduisons une composante parasite



qui ne devrait pas exister. Dans le second cas, celui de la mesure faite avec précaution, nous ne nous situons plus dans des conditions d'utilisation normales. Pour réaliser la mesure en limitant l'influence de l'effet Doppler, on immobilise provisoirement l'équipage mobile de la tête de lecture en utilisant de la pâte à modeler (**fig. 4**). Cette pâte augmente la rigidité de l'équipage mobile, remonte la fréquence de résonance bras/cellule pour l'éloigner de la fréquence d'excitation du disque. La tête de lecture suit beaucoup mieux le disque et l'amplitude des mouvements relatifs du disque et de la cellule sont considérablement réduits, nous pouvons alors mesurer les fluctuations qui sont dues à la table de lecture. Les mouvements de la pointe de lecture sont suffisants pour permettre



4. – Film test magnétique

à cette dernière de délivrer la tension d'alimentation nécessaire à l'excitation de l'instrument de mesure. L'expérience prouve que, lorsque le tourne-disque atteint un niveau de qualité respectable, la moitié des fluctuations de vitesse est due à cet effet Doppler. L'amélioration apportée par ce procédé de mesure diffère avec les tables de lectures considérées. La formule la plus intéressante sera d'avoir une tête de lecture spéciale, dont l'équipage mobile serait très long et placé parallèlement à la surface du disque (**fig. 4**).

L'inconvénient de la pointe « trafiquée » est que les contraintes exercées sur le disque sont plus importantes que les contraintes normales.
Il est aussi possible d'envisager l'utilisation d'un disque gravé optiquement, là, nous sortons des systèmes de mesure classiques.

Les magnétophones

Magnétophones à cassettes et à bande ont un point commun, celui de l'utilisation d'un support magnétique. La bande magnétique utilisée dans une cassette correspondrait à une bande de sextuple durée, ce qui peut expliquer certaines de ses défaillances.

La vitesse des magnétophones n'est pas très facile à mesurer. Le contrôle de la vitesse peut être stroboscopique. Certains magnétophones possèdent un stroboscope intégré dans un des galets de guidage de la bande. La méthode la plus précise est d'utiliser une bande possédant deux repères installés avec précision, en mesurant le temps qui sépare les deux repères, on aura une idée précise de la vitesse, si on peut déterminer avec une précision suffisante la distance entre repères.

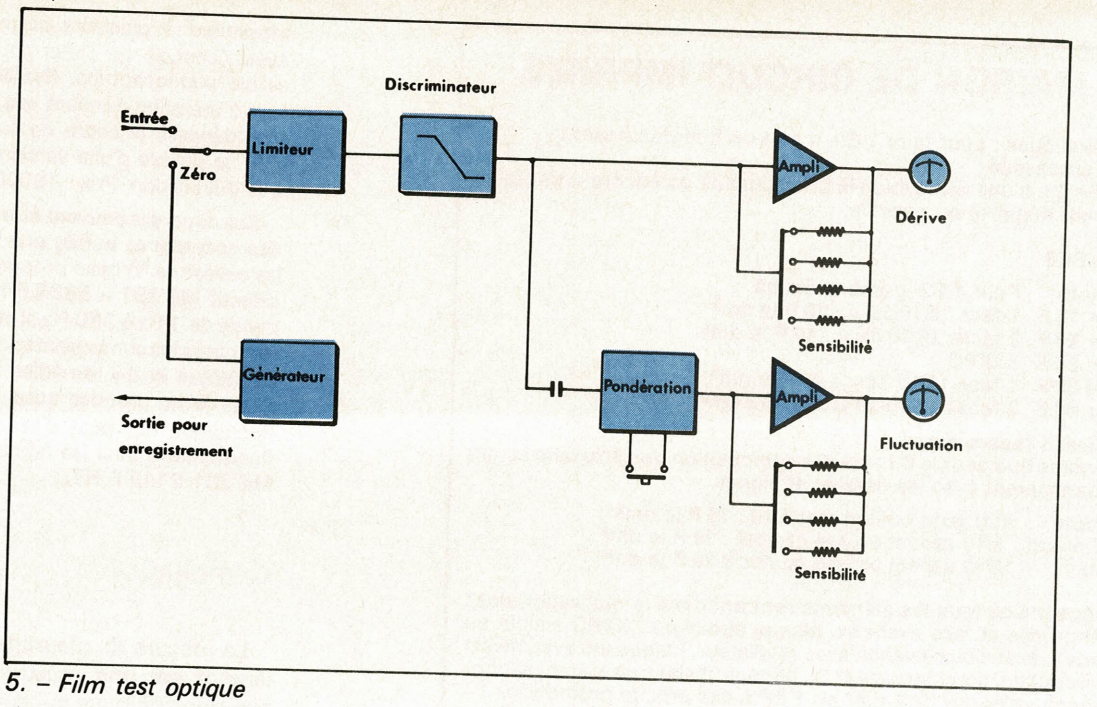
La vitesse de défilement de la cassette se mesure à partir d'une cassette étalon. Là encore, l'opérateur sera tributaire de la précision de la cassette. A titre d'exemple, la cassette test Philips TC-FL 3.15 dispose d'un enregistrement effectué à 3150 Hz, la précision de fréquence est de 0,3 %. Chez BASF, la cassette de service destinée au réglage de la vitesse dispose d'un enregistrement à 50 Hz, par Lissajous, on pourra effectuer le réglage de la vitesse. Il est également possible d'utiliser un compteur disposant d'une bande de temps de longue durée.

Plusieurs causes de fluctuation de vitesse sont présentes sur les magnétophones. La plus évidente, c'est un défaut de circularité du cabestan, ou du galet presseur. Théoriquement, ce dernier ne sert que d'intermédiaire et ne devrait pas jouer sur la vitesse et ses fluctuations. Pratiquement, il se déforme lorsqu'il reste trop longtemps en contact avec le cabestan ; sa déformation se répercute à chaque tour sur la bande. L'excentricité du cabestan se manifeste par des accélérations et des ralentissements de la bande qui ne défile plus régulièrement devant la tête de lecture. C'est ce type de fluctuation qui est le plus important.

Pour la mesure, on peut se contenter de la lecture d'une bande qui a été enregistrée sur un appareil professionnel dont les performances sont connues. Les fabricants de bande proposent des cassettes étalons pour le pleurage et le scintillement mais ne semblent pas disposer de bande.

La mesure faite avec un enregistrement suivi d'une lecture peut donner plusieurs résultats en fonction de la position relative de la bande et du cabestan au moment de la lecture. En actionnant plusieurs fois la touche de « pause », celle qui écarte le galet presseur du cabestan, on pourra placer la bande dans diverses positions pour obtenir plusieurs valeurs dont il conviendra de faire la moyenne.

Une autre cause de fluctuations de vitesse est la déformation longitudinale de la bande. Cette déformation est très faible grâce à l'utilisation de bande à support préétirés.



5. – Film test optique

La cassette pose un autre problème qui est dû à la qualité de la cassette elle-même. La cassette est constituée de deux demi-coquilles renfermant de la bande magnétique. Les axes support de la bande sont moulés ainsi que les pièces principales. La qualité de l'enroulement de la bande n'est pas toujours à la hauteur de l'exécution mécanique du magnétophone, la bande se coince et, avant de se coincer commence par se manifester en ralentissant la vitesse de défilement. Comme le frottement est irrégulier, on note un pleurage qui, du fait de la faible épaisseur de la bande se manifeste très efficacement. La mesure des fluctuations de vitesse d'un magnétophone devra donc se faire à partir d'une cassette digne de ce nom. L'influence de l'exécution de la cassette peut être importante, des écarts de 50 % peuvent être constatés.

Les projecteurs

Les constructeurs d'appareils de mesure ne proposent aucun moyen de vérification de ce type de matériel. Les méthodes sont les mêmes. La cadence de projection peut se mesurer à l'aide d'un fréquence mètre relié à une cellule photo interceptant le flux lumineux (attention, les obturateurs ont en général trois pales, pour une projection à 24 images par seconde, on doit trouver 72 Hz). Les procédés sont les mêmes que pour les magnétophones. Là, les irrégularités de vitesse de l'image sont filtrées par un cabestan doté d'un lourd volant d'inertie. La qualité du film intervient dans le résultat.

Pour les caméras sonores, le film doit être enregistré dans la caméra, c'est-à-dire à l'intérieur de sa cartouche, il doit en être extrait et traité avant la mesure sur projecteur, les performances du projecteur interviennent dans la qualité globale de la reproduction, mais les performances de la caméra sont inférieures en général à celles du projecteur. Des films-test sont édités par la Commission supérieure du Cinéma français.

Les appareils de mesure

Le fluctuomètre est un appareil dont l'usage n'est pas très répandu, c'est pourtant l'appareil qui sera le juge lorsqu'on décèlera un pleurage sur un tourne-disque ou un magnétophone. Une rapide vérification de ce type de performance permettra de se rendre compte de l'usure éventuelle et pas obligatoirement audible d'une pièce mécanique.

Les prix et les possibilités s'étalent dans une large plage de valeurs depuis 3038 F (HT) jusqu'à 18000 F. Entre les deux toute une série d'appareils. Ils sont, en gros, constitués suivant le synoptique de la **figure 5.** Le système de démodulation en fréquence varie en fonction du constructeur. Ils disposent de plusieurs indicateurs donnant la dérive et le scintillement. Un générateur interne donne la référence pour la fréquence et permet l'étalonnage de l'appareil. Une prise arrière délivre le signal démodulé pour une analyse plus précise.

Les appareils disponibles sur le marché se classent en plusieurs catégories suivant leurs possibilités.

Catégorie maintenance et fabrication

● **Wœlke ME 104 et ME 102.** Le ME 104 est le moins cher, le 102 dispose d'une gamme supplémentaire autorisant des mesures plus précises de faibles taux de fluctuation ; en outre, il travaille sur 3000 ou 3150 Hz. 3028 F et 4 107 F.

● **Philips PM 6307,** le dernier né des fluctuomètres. A l'avantage d'être récent. Sa taille est réduite et permettra son transport, par contre, ses indicateurs sont d'une taille proportionnée à celle de sa façade. Dispose d'une référence à quartz et peut travailler sur 3 et 3,15 kHz. 3420 F HT.

● Chez **EMT,** le dernier appareil de la série, l'**EMT 422** est équipé de filtres plus sophistiqués que ceux des précédents. En outre, le constructeur l'a doté d'un système spécial pour les fabrications de série, une série de trois lampes qui disent si le produit est en conformité avec les instructions qui ont été programmées. Ces lampes servent à éliminer l'interprétation humaine de la déviation des aiguilles.

● Appareil à part, c'est le **RTS 2** de **Ferrograph.** C'est le laboratoire BF oscilloscope à part rassemblé dans un unique boîtier. Ferrograph audio, millivoltmètre, distorsiomètre et un fluctuomètre donnant aussi la dérive. Prix de l'appareil : 4900 F (il faut ajouter un oscilloscope : prix du labo : 7000 F).

● **LEA,** importateur de Ferrograph dispose d'un appareil spécialisé le **VFR 4.** Ce fluctuomètre a la particularité de donner la valeur instantanée sur un indicateur très rapide qui est un écran cathodique. Conforme aux normes professionnelles, fait la distinction entre le pleurage et le scintillement. Prix : 11284 F HT. Wœlke possède un instrument de haut de gamme, le ME 105. Pilotage par quartz, nombreuses échelles (0,03 % de déviation max). Divers filtres assurent la pondération, travaille sur 3000 ou 3150 Hz. Prix : 9685 F.

● **EMT** arrive maintenant avec un **EMT 424.** Le plus cher. Dispose d'un filtre sélectif d'analyse interne, ses indicateurs

répondent à plusieurs normes, il permet aussi l'analyse de l'intermodulation d'une cellule phonocaptrice. Système d'intégrateur à mémoire donnant une valeur probable. (dépasse le cadre de cette étude). Le 424 se double d'une version 425 adaptée à la duplication. Prix : 18000 F HT.

Ces appareils peuvent être complétés par des accessoires autres que les disques ou les cassettes. Wœlke propose un analyseur sélectif ME 301 – 5804 F HT couvrant la bande de 1 Hz à 330 Hz. Il permet de séparer toutes les composantes de la fluctuation de vitesse et d'y remédier, le cas échéant. Cette firme propose aussi un classeur de fluctuation qui peut s'accoupler avec un fluctuomètre pour les fabrications de série. ME 201 2115 F HT.

Conclusion

La mesure de pleurage et de scintillement est une mesure simple dans son principe mais qui exige une attention particulière lorsqu'on s'approche des faibles taux de variation. C'est à ce moment que l'environnement prend de l'importance, ce n'est plus l'appareil mesuré qui est en cause mais ce que l'on a mis autour. Le disque, la bande magnétique, la cassette, le film deviennent alors plus importants que l'appareil. Mais finalement, n'est-ce pas avec eux que ces appareils mesurés seront utilisés ?

Etienne Lémery

Carnet d'adresses

– **Agfa** (1,4) : 274, av. Napoléon-Bonaparte, 92502 Rueil-Malmaison.

– **Basf** (1,4) : 140, rue Jules-Guesde, 92303 Levallois-Perret.

– **Philips** (1,2) : 105, rue de Paris, 93002 Bobigny.

– **Lennard** (3), **Wœlke** (2) : Dirac, 24, rue Feydeau, 75002 Paris.

– **EMT** (2) : Studer France, 12-14, rue Desnouettes, 75015 Paris.

– **Commission Supérieure Technique du Cinéma français** : 92, Champs-Élysées, 75008 Paris (4,5).

– **LEA, Ferrograph** (2) : 5, rue Jules-Parent, 92500 Rueil-Malmaison.

LA MAISON DE CIRCUIT IMPRIME

Conseils pratiques : pour faire 1 C.I. il faut un bon document :
1 mylar bien pastillé ;
le dessin de C.I. d'une revue, bien imprimé en noir ou encore la photo de ce document négative ou positive.

FRAIS DIVERS

Pour 1 photo	Pour 1 C.I. percé et étamé
9 × 18 = **13 F**	1 face 16/10 35 μ : **30 F** le dm²
13 × 18 = **20 F**	2 faces 18/10 35 μ : **40 F** le dm²
18 × 24 = **25 F**	XXXPC
24 × 30 = **30 F**	1 face 16/10 35 μ : **25 F** le dm²
30 × 40 = **40 F**	2 faces 16/10 35 μ : **30 F** le dm²

Pour réaliser 1 face-avant :
même principe que pour le C.I., mais la composition doit être faite sur un support transparent avec les dessins et signes.

Pour 1 photo (voir tarif photo ci-dessus)	ALU auto-collant mat 3/10 : **15 F** le dm²
	8/10 aspect brossé ou mat : **18 F** le dm²
	15/10 aspect brossé ou mat : **25 F** le dm²

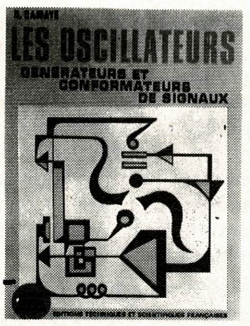
Nous disposons de tous les éléments rentrant dans la réalisation des : circuits imprimés et face avant ex. plaque époxy ou XXXPC simple ou double face présensibilisé vendu avec révélateur, plaque alu avec révél., gouache pour film, perchlorure 45° B., bandes, mylar transparent et photolysé, planche d'époxy de 1 dm² au 1 m² à des prix de promotion.
Envoi : paiement à la commande ou 1/2 solde c./remboursement. Pour toute demande de renseignements joindre 1 env. + 1 F en timbre.

Fermé du 11/7 au 16/7 inclus pour travaux

FERMETURE ANNUELLE du 6 août au soir au 1er sept. au matin

ECLAIR IMAGE ELECTRONIC
32, rue des Cascades
75020 Paris
M° : Pyrénées

OUVERT du lundi au samedi { 9 h 30 à 19 h



Dans la collection scientifique contemporaine

LES OSCILLATEURS GÉNÉRATEURS et CONFORMATEURS de SIGNAUX

par DAMAYE

Ingénieur à la Direction des Études et Recherches de l'E.D.F.

Ce livre traite de l'un des éléments les plus importants, nécessaires dans les montages électroniques ; il expose tous les montages actuels, y compris les plus modernes connus à ce jour. Ses exposés sont à la fois pratiques et théoriques, permettant au lecteur, non seulement de connaître le fonctionnement des montages décrits, mais aussi de posséder tous les renseignements pratiques nécessaires pour leur expérimentation. Très abondamment illustré, cet ouvrage rendra les plus grands services à tous les techniciens et ingénieurs, depuis les étudiants jusqu'aux ingénieurs les plus confirmés.

Extrait du sommaire :

Principe général des oscillateurs à réaction - Oscillateurs L.C. à réaction - Oscillateurs à résonateurs mécaniques : quartz et diapasons - Oscillateurs à diapasons - Oscillateurs à résistance négative (emploi des diodes tunnel) - Circuits générateurs de signaux rectangulaires et carrés : Triggers, bascule bistables, monostables, multivibrateurs - Générateurs de rampes, de signaux en marches d'escalier et de triangles - Conformateurs de signaux - Oscillateurs bloqués et convertisseurs.

Un ouvrage broché, de 262 pages - Format 15 × 21 - Prix : **40 F.**

En vente à la :

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS
Tél. : 878-09-94/95 **C.C.P. 4949-29 PARIS**

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15% pour frais d'envoi à la commande - En port recommandé + 3 F).

Analyse

Cet article a pour but de donner un certain nombre de formules permettant le calcul rapide de filtres en échelle. Des exemples détaillés permettent de mieux comprendre le maniement de ces formules.

Principes de calcul des filtres en échelle

Soit le quadripôle représenté **figure 1**. Z_i et Z'_i sont les impédances images du quadripôle. Ce dernier est fermé sur son impédance image Z'_i. Ecrivons :

$$\frac{U_1\ I_1}{U_2\ I_2} = e^{2\sigma}$$

soit : $\sigma = \frac{1}{2} \ln \frac{U_1\ I_1}{U_2\ I_2}$

σ est la constante de transfert du quadripôle.

On a également **(fig. 2)** :

$$\sigma' = \frac{1}{2} \ln \frac{U'_2\ I'_2}{U'_1\ I'_1}$$

On sait que pour une chaîne de quadripôles, dont les constantes de transfert sont $\sigma_1, \sigma_2, \ldots \sigma_x$, fermés sur leurs impédances images respectives, la constante de transfert σ de l'ensemble est donnée par la relation suivante :

$$\sigma = \sum_{i=1}^{i=x} \sigma_i$$

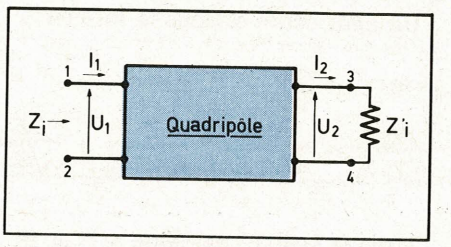


Fig. 1

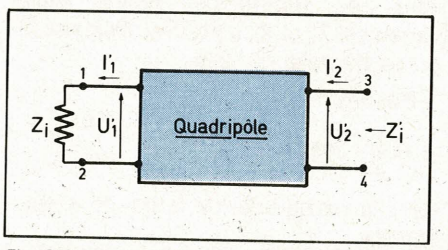


Fig. 2

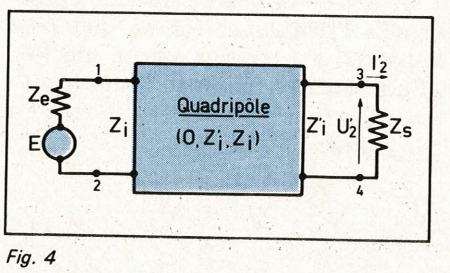


Fig. 4

L'affaiblissement d'insertion

Soit une source de force électromotrice E et d'impédance interne Z_e. Une impédance Z_s est branchée aux bornes de cette source par l'intermédiaire d'un transformateur défini comme il est indiqué **figure 3**. On a dans ce cas :

$$U_2\ I_2 = \frac{E^2}{4\ Z_e} = I_2^2 \cdot Z_s$$

On intercale maintenant, entre la source précédente de force électromotrice E et d'impédance interne Z_e et l'impédance Z_s, un quadripôle de constante de transfert σ et d'impédances images Z_i et Z'_i **(fig. 4)**. on appelle affaiblissement d'insertion le rapport vectoriel :

$$e^{2\gamma} = \frac{U_2 \cdot I_2}{U'_2 \cdot I'_2}$$

avec : $U_2\ I_2 = \frac{E^2}{4\ Z_e}$

On a également : $e^{\gamma} = \frac{I_2}{I'_2}$

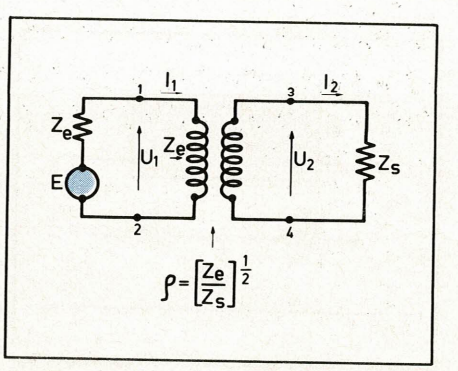


Fig. 3

et : $e^{\gamma} = R \times I \times T$.

$$R = \frac{Z_i + Z_e}{[4\ Z_i\ Z_e]^{1/2}} \times \frac{Z'_i + Z_s}{[4\ Z'_i\ Z_s]^{1/2}}$$

est le facteur de réflexion.

$$I = 1 - \frac{Z_i - Z_e}{Z_i + Z_e} \times \frac{Z'_i - Z_s}{Z'_i + Z_s} \times e^{-2\sigma}$$

est le facteur d'interaction.

$T = e^{\sigma}$ est le facteur de transfert.

Les filtres

Soient un quadripôle passif quelconque et son circuit équivalent en T **(fig. 5)**. Soient Z_i et Z'_i les impédances images du quadripôle et σ sa constante de transfert. On sait que l'on a :

$Z_i = (Z_1 + Z_3)\ .\ th\sigma$

avec : $\sigma = \alpha + j\ \beta$

$Z'_i = (Z_3 + Z_2)\ .\ th\sigma$

$$th\sigma = \pm \left[1 - \frac{1}{(1 + \frac{Z_1}{Z_3})(1 + \frac{Z_2}{Z_3})}\right]^{1/2} =$$

$\pm\ [M]^{1/2}$

On voit que si Z_1, Z_2 et Z_3 sont des réactances pures, la quantité M est réelle, positive ou négative.

Dans ce cas, si M est inférieure à zéro, on a :

$th\ \alpha = 0$ et $tg\ \beta = \pm\ [-M]^{1/2}$

On a donc affaire à la bande dite : « passante ». Il n'y a pas d'affaiblissement. Le déphasage, par contre, est variable. Si M est supérieure à zéro, on a :

$tg\ \beta = 0$ et $th\ \alpha = \pm\ [M]^{1/2}$

$\beta = \pm\ k\ \pi$

Mais on a aussi :

$tg\ \beta = \infty$ et $th\ \alpha = \pm\ [\frac{1}{M}]^{1/2}$

$\beta = \pm\ (2\ k + 1)\frac{\pi}{2}$

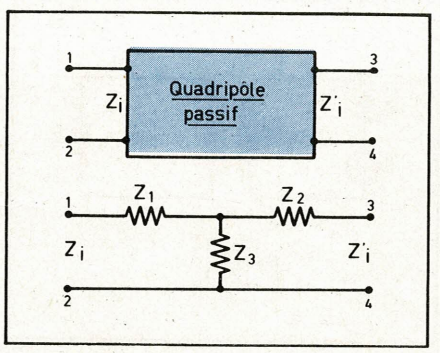


Fig. 5

Il s'agit, dans ce cas (M > 0), de la bande dite : « atténuée ». Il y a affaiblissement et le déphasage est fixe et dépend de chaque cas particulier.

On voit également, Z_1, Z_2 et Z_3 étant des réactances pures, que, dans la bande dite « passante », Z_i et Z'_i sont des impédances réelles tandis que, dans la bande dite « atténuée », Z_i et Z'_i sont des impédances imaginaires pures.

Si l'on a le montage représenté **figure 6**, on voit que, dans la bande dite « passante », la puissance reçue dans Z'_i est constante et égale à :

$$\frac{E_2}{4\ Z_i}$$

Dans ce cas le déphasage est variable.

Par contre, dans la bande dite « atténuée », l'affaiblissement est variable et le déphasage est constant et égal à un multiple de $\pi/2$ qui dépend de la constitution du circuit. On appelle fréquences de coupure les fréquences pour lesquelles on passe de la bande « atténuée » à la bande « passante ».

Influence des résistances de terminaison

Soit un filtre de constante de transfert σ et d'impédances images Z_i et Z'_i. Ce filtre est inséré entre une source de force électromotrice E et de résistance interne pure Z_e et une résistance pure Z_s **(fig. 7)**.

On peut écrire e^{γ} sous la forme :

$$e^{\gamma} = \frac{\frac{Z_i}{\sqrt{Z_i\ Z_e}} + \frac{Z_e}{\sqrt{Z_i\ Z_e}}}{2} \times \frac{\frac{Z'_i}{\sqrt{Z'_i\ Z_s}} + \frac{Z_s}{\sqrt{Z'_i\ Z_s}}}{2} \times e^{\sigma} \times \left(1 - \frac{Z_i - Z_e}{Z_i + Z_e} \times \frac{Z'_i - Z_s}{Z'_i + Z_s} \times e^{-2\sigma}\right)$$

Dans la bande « passante », Z_i et Z'_i sont des impédances réelles mais variables. Z_e et Z_s sont des résistances pures de valeurs fixes.

Posons :

$$\mu = \frac{Z_i}{Z_e} \quad \text{et} \quad \mu' = \frac{Z'_i}{Z_s}$$

dans la partie utile de la bande « passante ».

Dans la partie utile de la bande « passante » l'affaiblissement ne doit pas dépasser une certaine valeur appelée affaiblissement maximal. On a donc :

$$e^{\gamma} = e^{A+jB} = \frac{\sqrt{\mu} + \sqrt{\frac{1}{\mu}}}{2} \cdot \frac{\sqrt{\mu'} + \sqrt{\frac{1}{\mu'}}}{2} \cdot e^{\sigma} \cdot \left(1 - \frac{\mu - 1}{\mu + 1} \cdot \frac{\mu' - 1}{\mu' + 1} \cdot e^{-2\sigma}\right)$$

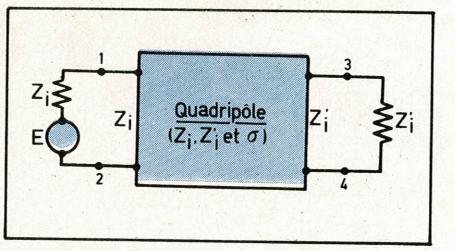


Fig. 6

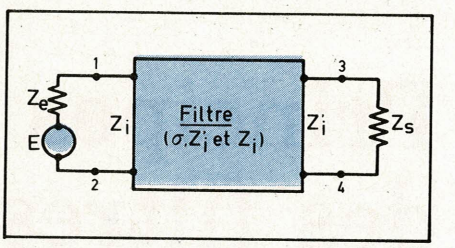


Fig. 7

Soit :

$$e^{2A} = \frac{(\mu + \mu')^2}{4\ \mu\ .\ \mu'} \cdot \cos^2\beta + \frac{(\mu\ \mu' + 1)^2}{4\ \mu\ .\ \mu'} \cdot \sin^2\beta$$

Dans le cas d'un filtre symétrique et si $Z_e = Z_s$, on a :

$$e^{2A} = \frac{4\ \mu^2}{4\ \mu^2} \cos^2\beta + \frac{(\mu^2 + 1)^2}{4\ \mu^2} \sin^2\beta$$

$$A = l_n \left[\cos^2\beta + \left(\frac{\mu + 1/\mu}{2}\right)^2 \cdot \sin^2\beta\right]^{1/2}$$

Si $\sin^2\beta = 1$, $\cos^2\beta = 0$ et :

$$A = l_n \left(\frac{\mu + \frac{1}{\mu}}{2}\right)$$

On prend comme valeur maximale de l'affaiblissement dans la partie utile de la bande « passante » :

$$A_{max} = l_n \left(\frac{\mu_{max} + \frac{1}{\mu_{max}}}{2}\right)$$

Donc, dans la partie utile de la bande « passante », l'affaiblissement oscillera entre la valeur zéro et la valeur maximale A_{max}. La valeur A_{max} pourra ne pas être atteinte.

Dans la bande « atténuée », Z_i et Z'_i sont imaginaires.

Posons : $\frac{Z_i}{Z_e} = j\ \mu$ et $\frac{Z'_i}{Z_s} = j\ \mu'$

On a :

$$e_\gamma = \frac{\sqrt{j\mu + \sqrt{\frac{1}{j\mu}}}}{2} \times \frac{\sqrt{j\mu' + \sqrt{\frac{1}{j\mu'}}}}{2} \times e^{\sigma} \times \left(1 - \frac{j\mu - 1}{j\mu + 1} \times \frac{j\mu' - 1}{j\mu' + 1} \times e^{-2\sigma}\right)$$

Dans la partie utile de la bande dite « atténuée », l'affaiblissement ne doit pas descendre en dessous d'une certaine valeur appelée affaiblissement minimal.

On obtient, tous calculs faits et après certaines simplifications, le résultat suivant :

$$e^A = \frac{\sqrt{\mu + \frac{1}{\mu}}}{2} \cdot \frac{\sqrt{\mu' + \frac{1}{\mu'}}}{2} \cdot e^{\sigma}$$

et l'on a comme valeur minimale de e^A pour une valeur donnée de e^σ:

$$e^A = \frac{e^\sigma}{2}$$

Section « prototype » gamma

Les filtres en échelle seront construits à l'aide de sections de ce type (section gamma).

Soit la section gamma représentée **figure 8**. Z_p et Z_q sont, bien sûr, des réactances pures et la constante de transfert de la section est σ. On sait que l'on a :

$$Z_i = \pm [(Z_p + Z_q) \cdot Z_p]^{1/2}$$

$$Z'_i = \pm \left[\frac{Z_p \cdot Z_q^2}{Z_p + Z_q}\right]^{1/2}$$

$$\text{th}\,\sigma = \pm \left[\frac{Z_p}{Z_p + Z_{q\,s}}\right]^{1/2}$$

$$\text{et ch}\,\sigma = \pm \left[1 + \frac{Z_p}{Z_q}\right]^{1/2}$$

$$\text{sh}\,\sigma = \pm \left[\frac{Z_p}{Z_q}\right]^{1/2}$$

Cette dernière formule peut s'écrire sous la forme :

$$\pm \left[\frac{Z_p}{Z_q}\right]^{1/2} =$$

$$\text{sh}\,\alpha \cdot \cos\beta + j\,\text{ch}\,\alpha \cdot \sin\beta$$

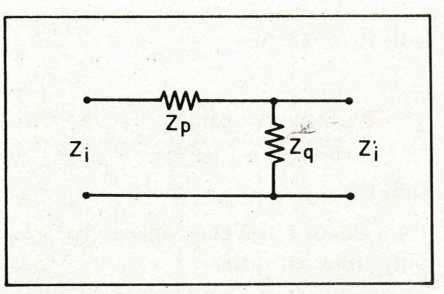


Fig. 8

On voit donc que si Z_p/Z_q est supérieur à zéro (réactances de même signe) on a affaire à une bande « atténuée ». Si Z_p/Z_q est inférieur à zéro (réactances de signes contraires), deux cas sont à considérer. Premièrement, si l'on a :

$$-1 < \frac{Z_p}{Z_q} < 0,$$

il n'y a pas d'affaiblissement et le déphasage est variable. Il s'agit donc d'une bande « passante ». Z_i et Z'_i sont des impédances réelles. Secondement, si l'on a :

$$\frac{Z_p}{Z_q} < -1,$$

il y a affaiblissement. Il s'agit donc d'une bande « atténuée ». Z_i et Z'_i sont imaginaires.

Dans le cas de la section « prototype », les impédances Z_p et Z_q sont inverses l'une de l'autre. On a donc :

$$Z_p \cdot Z_q = R_o^2$$

On prend, d'une façon générale, pour valeur de R_o, la valeur que prend l'une des impédances images de la section pour une fréquence particulière de la bande « passante ».

Posons :

$$y = \frac{Z_p}{j\,R_o}$$

On a :

$$\frac{Z_p}{Z_q} = -y^2$$

$$Z_i = \pm R_o [1 - y^2]$$

$$Z'_i = \frac{\pm R_o}{[1 - y^2]^{1/2}}$$

$$\text{ch}\,\sigma = \pm [1 - y^2]^{1/2}$$

$$\text{et sh}\,\sigma = \pm [-y^2]^{1/2}$$

On voit que pour $0 < y^2 < 1$, Z_i et Z'_i sont des impédances réelles. Il s'agit de la bande « passante ». $\sin\beta = \pm y$.

Pour $y^2 > 1$, Z_i et Z'_i sont imaginaires. Il s'agit de la bande dite « atténuée ». $\text{Sh}\,\sigma = \pm j\,y$.

$\cos\beta = 0$ et $\sin\beta = \pm 1$

donc :

$$\beta = \pm (2k + 1)\frac{\pi}{2} \text{ et } \text{ch}\,\alpha = \pm y$$

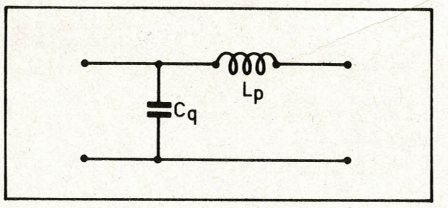


Fig. 9

Section « prototype » passe-bas

Le schéma de cette section est donné **figure 9**.

Les valeurs des composants s'obtiennent donc avec les formules suivantes :

$$L_p = \frac{R_o}{\omega_c} ; C_q = \frac{1}{R_o \cdot \omega_c} ; y = \frac{\omega}{\omega_c}$$

ω_c est la pulsation de coupure.

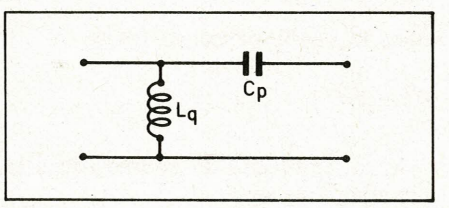


Fig. 10

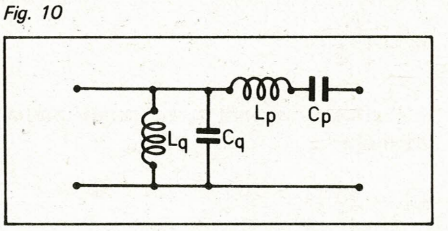


Fig. 11

Section « prototype » passe-haut

Le schéma de cette section est donné **figure 10**.

On a :

$$L_q = \frac{R_o}{\omega_c} ; C_p = \frac{1}{R_o \cdot \omega_c} ; y = \frac{\omega_c}{\omega}$$

ω_c est la pulsation de coupure.

Section « prototype » passe-bande

Le schéma de cette section est donné **figure 11**.

On a :

$$\omega_c \cdot \omega'_c = \omega_o^2$$

ω_c et ω'_c sont les deux pulsations de coupure.

$$L_p = \frac{R_o}{\omega_c - \omega'_c} ; C_p = \frac{\omega_c - \omega'_c}{\omega_o^2 \cdot R_o}$$

$$L_q = \frac{(\omega_c - \omega'_c)\, R_o}{\omega_o^2} \; ; \; C_q = \frac{1}{(\omega_c - \omega'_c)\, R_o}$$

$$y = \frac{\dfrac{\omega}{\omega_o} - \dfrac{\omega_o}{\omega}}{\dfrac{\omega_c - \omega'_c}{\omega_o}}$$

Calcul du filtre

Le filtre sera réalisé à l'aide de sections gamma montées comme il est indiqué **figure 12**. Le nombre N de ces sections sera pair. Les résistances Z_e et Z_s seront égales.

Dans ces conditions le calcul de R_o s'obtient de la façon suivante. On a vu que :

$$e^A = \frac{\mu + \dfrac{1}{\mu}}{2}$$

dans la bande passante. Mais

$$e^A = \left| \frac{I_o}{I_s} \right|$$

I_s est l'intensité du courant dans la résistance Z_S et

$$I_o = \frac{E}{2\, Z_e}$$

L'affaiblissement A_F est donné par la formule :

$$A_F = 20 \log \left| \frac{I_o}{I_s} \right|$$

donc :

$$\mu = 10^{\frac{A_F}{20}} \pm [10^{\frac{A_F}{10}} - 1]^{1/2}$$

Si donc l'affaiblissement maximal, dans la partie utile de la bande passante, est A_{Fmax}, on obtient μ_{max} par la formule suivante :

$$\mu_{max} = 10^{\frac{A_{Fmax}}{20}} + \sqrt{10^{\frac{A_{Fmax}}{10}} - 1}$$

et : $R_o = \mu_{max} \cdot Z_e$

Connaissant R_o, il est maintenant simple de calculer les valeurs des composants entrant dans la réalisation de la section « prototype » gamma à l'aide des formules données précédemment.

Dans la bande dite « atténuée », pour une valeur y_a donnée de y, e^A peut atteindre la valeur minimale $e^\sigma/2$. σ est la constante de transfert du filtre.

Si donc l'affaiblissement minimal, dans la partie utile de la bande affaiblie, est A_{Fmin} et si la valeur y_a de y correspond à la première valeur f_a de la fréquence située dans la partie utile de la bande affaiblie, le nombre N de sections gamma nécessaires est donné par la formule suivante :

$$N = \frac{\ln 2 \,.\, 10^{\frac{A_{Fmin}}{20}}}{\text{arg ch } y_a}$$

N doit être entier et pair. S'il n'en est pas ainsi, il convient de prendre le nombre entier pair immédiatement supérieur.

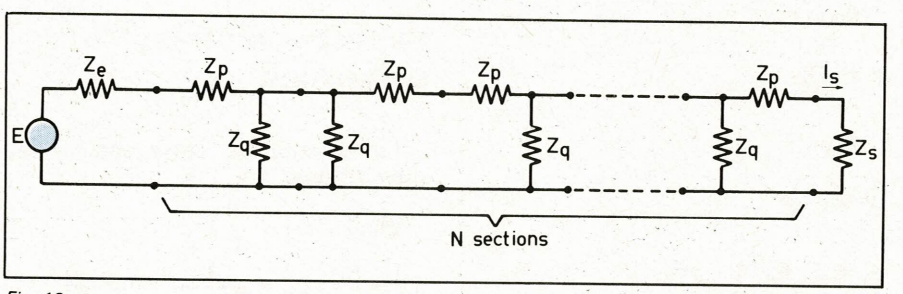


Fig. 12

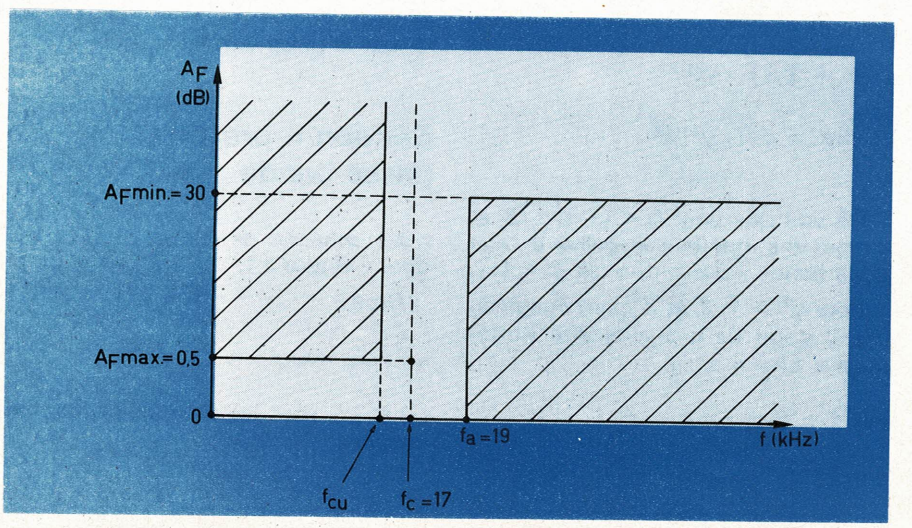


Fig. 13

La valeur μ_u correspondant à la fréquence de coupure utile s'obtient par la formule suivante :

$$\mu_u = 10^{\frac{A_{Fmax}}{20}} - \sqrt{10^{\frac{A_{Fmax}}{10}} - 1}$$

La valeur y_u de y correspondant à la fréquence de coupure utile est donc donnée tous calculs faits par la relation suivante :

$$y_u = 2 \,.\, \frac{\left[10^{\frac{A_{Fmax}}{20}} \left[10^{\frac{A_{Fmax}}{10}} - 1\right]^{1/2}\right]^{1/2}}{10^{\frac{A_{Fmax}}{20}} + \left[10^{\frac{A_{Fmax}}{10}} - 1\right]^{1/2}}$$

Connaissant y_u, il est aisé, à l'aide des formules précédentes donnant y, de calculer la valeur de la fréquence de coupure utile correspondante.

Nous donnons, dans ce qui suit, deux exemples de calcul d'un filtre.

Filtre « passe-bas »

On veut réaliser un filtre « passe-bas » dont la courbe d'affaiblissement se situe à l'intérieur du gabarit représenté **figure 13**. La résistance interne du générateur « d'attaque » Z_e et la résistance placée en sortie du filtre Z_s sont égales et leur valeur est 600 Ω. La fréquence de coupure f_c est égale à 17 kHz. La première valeur f_a de la fréquence située dans la partie utile de la bande affaiblie est égale à 19 kHz. On a immédiatement :

$$\mu_{max} = 10^{0,5/20} + [10^{0,5/10} - 1]^{1/2} = 1,4085$$

$$R_o = \mu_{max} \times 600 = 845,1\ \Omega$$

$$\omega_c = 2\,\pi\, f_c = 106,814 \times 10^3$$

Les valeurs des composants entrant dans la réalisation de la section « prototype » sont donc les suivantes :

$$L_p = \frac{845,1}{106,814 \times 10^3} = 7,91 \times 10^{-3}\ \text{H}$$

soit : $L_p = 7,91$ mH

$$C_q = \frac{1}{845,1 \times 106,814 \times 10^3} =$$

$11,07 \times 10^{-9}$ F

soit $C_q = 11$ nF

$$y_u = 2 \,.\, \frac{[10^{0,5/20} \,.\, [10^{0,5/10} - 1]^{1/2}]^{1/2}}{10^{0,5/20} + [10^{0,5/10} - 1]^{1/2}} =$$

0,863

La valeur f_{cu} de la fréquence de coupure utile est donc :

$$f_{cu} = 0,863 \times 17 = 14,67\ \text{kHz}$$

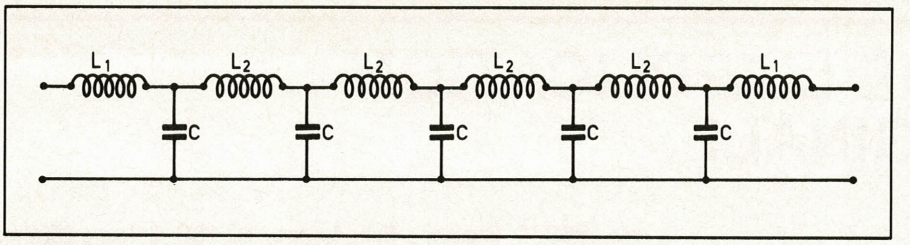


Fig. 14

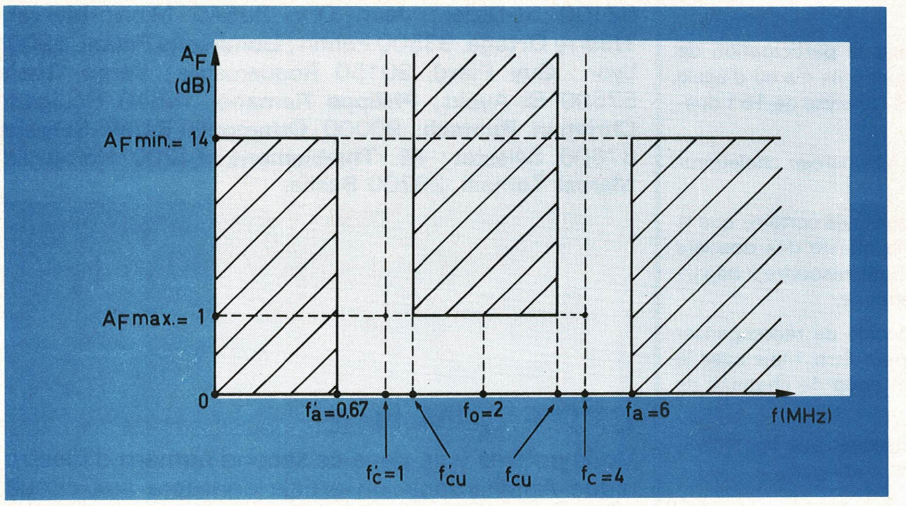


Fig. 15

Le nombre N de sections gamma nécessaires est ($y_a = 19/17 = 1,1176$) :

$$N = \frac{l_n\ 2 \times 10^{30/20}}{\text{arg ch } 1,1176} = 8,65$$

On prendra donc N = 10.

On obtient donc le filtre représenté **figure 14** où l'on a :

$L_1 = 7,9$ mH ;

$L_2 = 15,8$ mH ; et C = 22 nF

Si la résistance interne Z_e du générateur « d'attaque » et la résistance Z_s placée en sortie du filtre avaient été égales à 50 Ω, on aurait trouvé, tous calculs faits, les valeurs suivantes :

$L_1 = 0,66$ mH ;

$L_2 = 1,32$ mH et C = 265,68 nF

Filtre « passe-bande »

On veut réaliser un filtre « passe-bande » dont la courbe d'affaiblissement se situe à l'intérieur du gabarit représenté **figure 15**. La résistance interne Z_e du générateur « d'attaque » et la résistance Z_s placée en sortie du filtre sont égales et leur valeur est 50 Ω. On a bien sûr :

$$f_o^2 = f_c \cdot f'_c = f_a \cdot f'_a$$

Donc :

$$\mu_{max} = 10^{1/20} + [10^{1/10} - 1]^{1/2} = 1,63$$

soit :

$$R_o = \mu_{max} \cdot Z_e = 1,63 \times 50 = 81,50\ \Omega$$

$$\omega_c - \omega'_c = 6\ \pi\ 10^6$$

Les valeurs des composants entrant dans la section « prototype » représentée **figure 11** sont donc les suivantes :

$$L_p = \frac{R_o}{\omega_c - \omega'_c} = 4,32\ \mu H ;$$

$$C_p = \frac{\omega_c - \omega'_c}{\omega_o^2 \cdot R_o} = 1,464\ nF ;$$

$$C_q = \frac{1}{(\omega_c - \omega'_c)\ R_o} = 651\ pF$$

et : $L_q = \dfrac{(\omega_c - \omega'_c)\ R_o}{\omega_o^2} = 9,72\ \mu H$

Le nombre N de sections gamma nécessaires est :

$$y_a = \frac{\frac{6}{2} - \frac{2}{6}}{\frac{4-1}{2}} = 1,78$$

$$N = \frac{l_n\ 2 \times 10^{14/20}}{\text{arg ch } 1,78} = 1,95$$

On prendra N = 2. Le schéma du filtre est donc celui représenté **figure 16.**

On trouve pour f_{cu} et f'_{cu} :

$f_{cu} = 3,82$ MHz et $f'_{cu} = 1,04$ MHz

Alain PELAT

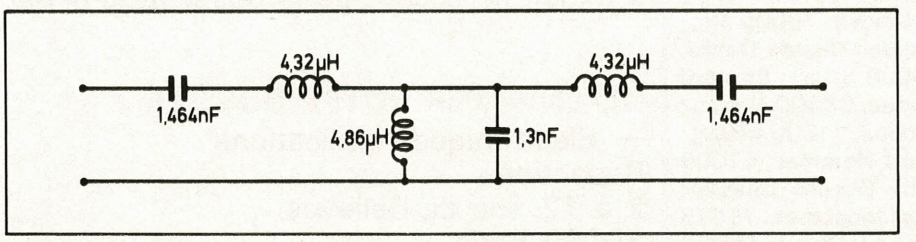


Fig. 16

CRITERIUM DE L'APPLICATION LA PLUS ORIGINALE

CRITERIUM N° 1

151 !

Mais oui, notre premier critérium a obtenu la participation de 151 concurrents. Notre émotion devant ce succès n'a eu d'égale que la quantité de matière grise nécessaire à l'analyse de 151 dossiers.

Dans un premier temps nous tenons donc à remercier chaleureusement l'esprit sportif de nos lecteurs.

La tâche du jury était donc ardue et nous sommes certains que le résultat créera des déceptions. En effet, la qualité des dossiers proposés étant très élevée, nous avons dû nous résoudre à départager des concurrents de valeur quasi identique.

C'est pour cette raison que nous avons décidé de récompenser tous les efforts, d'une manière modeste peut-être, mais avec le sentiment que le travail effectué mérite un coup de chapeau de notre part.

Voici donc le palmarès où l'on pourra remarquer que les techniciens du Bas-Rhin se sont particulièrement distingués.

1er prix : Robert SCHIRRER à Hoenheim (67800) (pour une étude sur un convertisseur analogique-impulsionnel dont l'originalité réside dans le fait que le UAA180 est utilisé en amont du montage et non pas comme terminal de celui-ci) **gagne l'oscilloscope Philips PM 3226.**

2e prix : M. LIBEYRE à Strasbourg (67000) (pour un astucieux traceur de courbes B.F. économique) **gagne le fréquencemètre numérique Centrad 445.**

3e prix : Jacques ROUSSEAU à Toulouse (31000) (pour une sonde logique adaptable à toutes les familles logiques avec indication des impulsions, trains d'impulsions et signaux périodiques) **gagne le multimètre numérique Métrix 707 A.**

4e prix : J.-P. JOUANDET à Bordeaux (33000) (pour une application très intéressante du UAA180 à l'affichage du poids d'une ruche, paramètre important pour l'apiculteur) **gagne 700 francs de circuits intégrés offerts par Siemens.**

5e prix : Alain MALNATI à Delle (90100) (pour un convertisseur analogique-numérique appliqué à un enregistreur pas à pas) **gagne 300 francs de circuits intégrés offerts par Siemens.**

5e prix ex-aequo : Patrick SEVERY à Angers (49000) (pour un mesureur de temps de réverbération, étude très complète) **gagne également 300 F de circuits intégrés offerts par Siemens.**

Mentions : 32 concurrents dont les dossiers étaient complets et souvent très intéressants et originaux ont gagné une calculatrice de poche et un abonnement d'un an à Electronique Applications. Voici leur liste :

Henri Barousse, 02100 St-Quentin ; **Bernard Boucly**, 59287 Lewarde ; **J.-Paul Brodier**, 57640 Vigy ; **Joël Charles**, 29250 St-Pol-de-Léon ; **Serge Chiche**, 78000 Versailles ; **J.-Marc Collin**, 57800 Cocheren ; **Claude Deniel**, 29210 Morlaix ; **Philippe Denier**, 50000 St-Lô ; **Bernard Dupuy**, 14000 Caen ; **Georges Evesque**, 38500 Voiron ; **M. Fabris**, 80200 Péronne ; **C. Fouladoux**, 91300 Massy ; **Alain Guy**, 67210 Obernai ; **J.-Gérard Hemmer**, 67000 Strasbourg ; **Rudy Hoffmann**, 1815 Clarens (Suisse) ; **Alban Hurel**, 75005 Paris ; **François Jongbloet**, 75015 Paris ; **J.-Claude Jouet**, 78650 Beynes ; **J.-Claude Lemaître**, 95870 Bezons ; **Erik Lesne**, 62100 Calais ; **Michel Mazurier**, 62200 Boulogne-sur-Mer ; **François Mocq**, 52100 St-Dizier ; **Jean Ory**, 35540 Miniac-Morvan ; **Thierry Ortega**, 93500 Pantin ; **Dominique Pajani**, 69001 Lyon ; **Guy Piard**, 30150 Roquemaure ; **Serge Quaia**, 57500 St-Avold ; **Philippe Romano**, 14510 Houlgate ; **Christian Ruetsch**, 90000 Offemont ; **Rémy Schmitt**, 67600 Sélestat ; **M. Thieblemont**, 14200 Hérouville ; **Marcel Tomasi**, 20200 Bastia.

CRITERIUM N° 2

Vous pouvez voir, dans ce second numéro d'Electronique Applications, un article consacré aux circuits intégrés LM 2907 et 2917 et à leurs applications (pages 35 à 43). Nous vous proposons, à la lumière des explications fournies dans cet article, de trouver une application, la plus originale possible, de ces circuits intégrés (l'un ou l'autre).

Insistons bien sur le fait que ce n'est pas la complexité du schéma qui donne le plus de chances de gagner. Le facteur principal de réussite est l'originalité de l'application, quel que soit son domaine.

Il est évident que plusieurs LM 2907/2917 peuvent être utilisés et que d'autres composants actifs peuvent figurer sur le schéma, à condition évidemment que le LM 2907 ou le LM 2917 soit en vedette.

Chaque participant devra fournir un schéma théorique (à main levée) accompagné de son fonctionnement (succinct) et surtout d'une explication concernant le domaine d'application et l'intérêt du montage.

Il est certain qu'un minimum de manipulations et de résultats qui en découlent doivent être fournis.

Electronique Applications se réserve le droit de publier les études les plus intéressantes ; c'est pour cela que nous souhaitons avoir des dossiers clairs et précis, agrémentés dans la mesure du possible de photographies. Pour qu'un dossier soit jugé complet, la présence de photographies est d'ailleurs quasiment nécessaire.

COMMENT PARTICIPER

Ce critérium de l'application la plus originale est ouvert à tous les lecteurs d'Electronique Applications (et aux autres). Les dossiers devront être déposés avant le 20 août 1977 à minuit (le cachet de la poste faisant foi).

OU ENVOYER VOTRE DOSSIER ?

— Electronique Applications
Rédaction
2 à 12, rue de Bellevue,
75019 Paris.

LES RECOMPENSES...

Elles seront les mêmes que pour le critérium n° 1, à savoir :

- Pour le premier :
  un **oscilloscope** PM3226 Philips (2 voies, 10 MHz, 2 mV de sensibilité) d'une valeur de 5 800 F.
- Pour le second :
  un **fréquencemètre numérique** 445 Centrad (20 MHz - Affichage mémorisé à 6 tubes) d'une valeur de 4 000 F.
- Pour le troisième :
  un **multimètre numérique** 707A Métrix (2 000 points) d'une valeur de 1 150 F.
- Pour le quatrième :
  Circuits intégrés offerts par National Semiconductor pour une valeur de 700 F.
- Pour le cinquième :
  Circuits intégrés offerts par National Semiconductor pour une valeur de 300 F.
- Tous les autres participants ayant remis des dossiers complets se verront attribuer un prix « de bonne volonté » comprenant un abonnement d'un an à Electronique Applications et une calculatrice électronique.

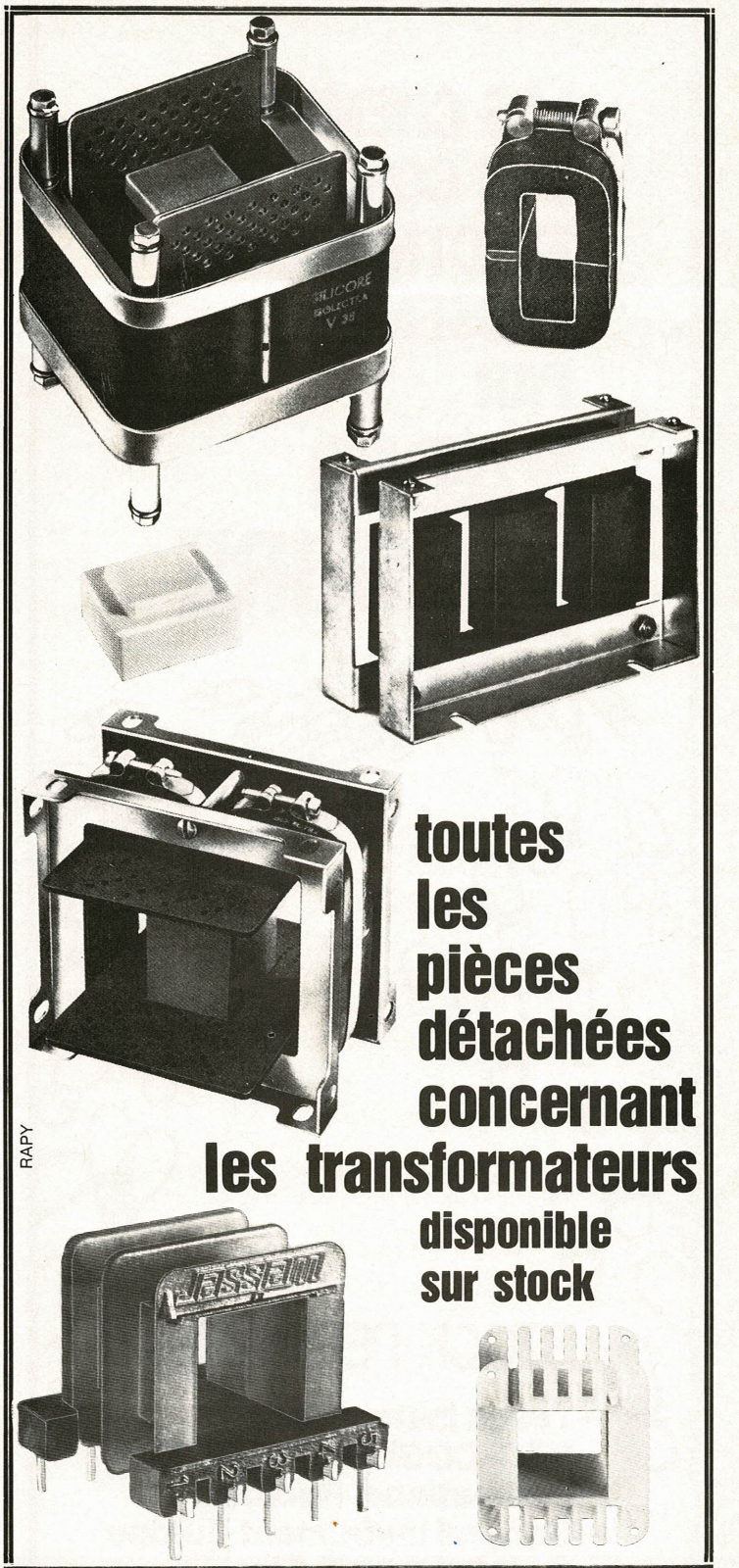
LES ARBITRES...

Une équipe de spécialistes vigilants analysera et jugera en toute impartialité les performances de chaque participant. Voici leur liste :

- Philippe MAES, ingénieur d'applications National Semiconductor.
- Étienne LEMERY, journaliste technique.
- André JOLY, rédacteur en chef du Haut-Parleur.
- Christian DUCHEMIN de la rédaction de Radio-plans.
- Jean-Claude BAUD, chef de produit chez Philips SA.
- Jean-Claude ROUSSEZ, rédacteur en chef d'Electronique Applications.

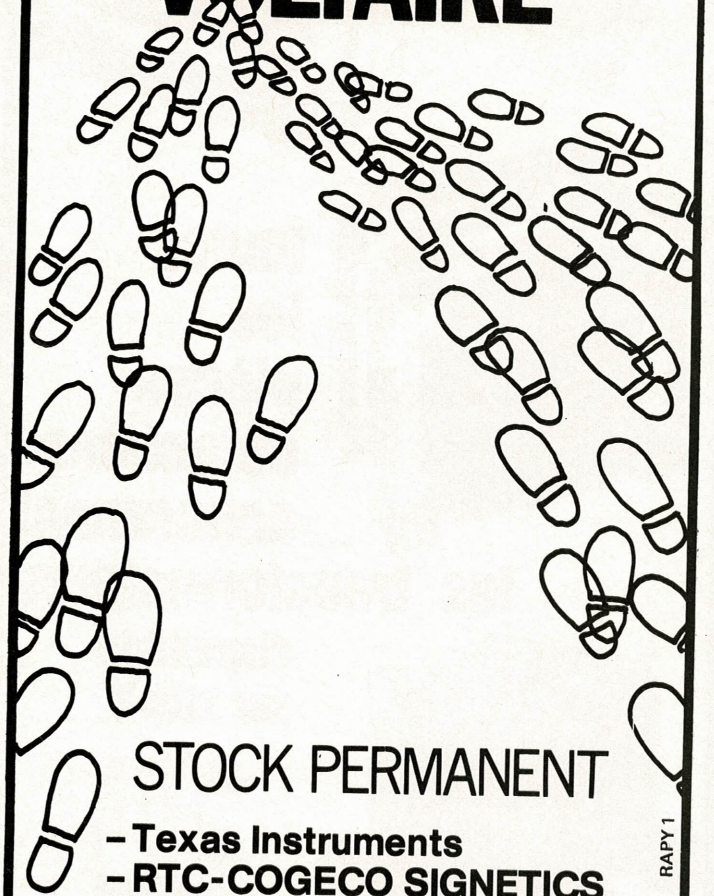
LM2907-LM2917

Si vous désirez vous procurer ces circuits intégrés, vous pouvez vous adresser aux distributeurs officiels National Semiconductor dont la liste est donnée à la page 127 et qui détiennent ce produit en stock. Ce circuit étant assez répandu, vous pouvez également le trouver chez bon nombre de revendeurs de pièces détachées électroniques.



LES CHEMINS DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES PASSENT PAR

RADIO VOLTAIRE



RAPY 1

STOCK PERMANENT

- Texas Instruments
- RTC-COGECO SIGNETICS
- International Rectifier
- General Instrument Europe
- A. Jahnichen & Cie
- Semikron, etc...

RADIO VOLTAIRE

Division Electronique Industrielle
150/155, av. Ledru-Rollin 75011 Paris
Tél. (1) 357.50.11 – Télex 680952 F

toujours du NOUVEAU! R. DUVAUCHEL vous présente :

ZEVA "VARIOMATIC"

Fer à souder Thermostaté

Température stabilisée au degré exact de chauffe désirée.
Sans transformateur ni régulateur.
Système de réglage de température par cran, à l'intérieur du manche.
Très fin, pratique, léger.
Sa puissance, 65 watts le rend indispensable pour un travail en chaîne sans perte sensible de chaleur.
220 volts ou 24 volts.

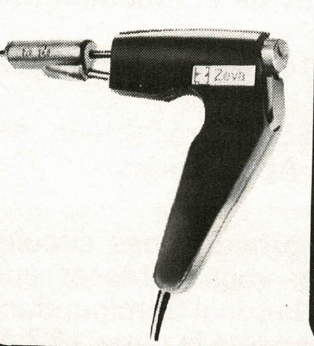
SOUDEUR "WAHL ISO TIP"

à mini batterie incorporée

Fonctionne sans fil, sans courant, partout.
Eclairage du point de soudure sans ombre.
Léger, pratique, maniable.
Poids : 150 g
Longueur : 12 cm
Température : 350 °C
Puissance : 50 watts
Sécurité : 2,4 volts
Vendu complet avec son chargeur.

ZEVA "DESSOUDEUR SOUDEUR"

de 35 watts, d'une précision remarquable, est parfaitement adapté pour le soudage et dessoudage des composants.
Léger, pratique, fonctionnant d'une seule main, donnant une aspiration juste et douce sans danger pour les circuits délicats.



RAPY

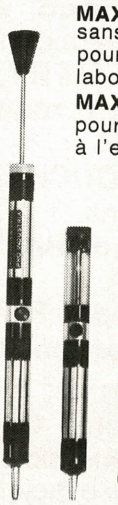
POMPE DESSOUDEUSE "PRO INDUSTRIA"

Trois modèles :
dont la **plus petite pompe dessoudeuse du monde.**

MAXI SUPER
sans recul
pour l'atelier, laboratoire etc.

MAXI MINI
pour le dépannage à l'extérieur etc.

MAXI MICRO
pour le dessoudage miniaturisé, micro soudage etc.
Longueur de la pompe : 160 mm
Largeur de la pompe :
∅ 12 mm
∅ INTÉRIEUR de l'embout : 1,5 mm
Poids : 27 g



RENSEIGNEMENTS ET DOCUMENTATION :

EN VENTE CHEZ VOTRE DISTRIBUTEUR

PRO-INDUSTRIA (R. DUVAUCHEL)
3 bis, rue Casteres 92110 CLICHY 737.34.30 et 737.34.31

Fiche technique SFC 2100M, 2200, 2300

Circuit intégrés linéaires

Régulateur de tension

Fabricant : SESCOSEM.

Equivalents

NATIONAL SEMICONDUCTOR : LM 100, LM 200, LM 300
INTERSIL : LM 100

Généralités

Le SF.C 2100 M est un régulateur de tension positive destiné à une large gamme d'utilisation aussi bien dans le domaine des circuits logiques que des circuits linéaires. Il est à structure intégrée monolithique en boîtier métallique à 8 broches.

Le SF.C 2200 est un régulateur de tension identique au SF.C 2100 M, prévu pour la gamme de température de fonctionnement comprise entre – 25 °C et + 85 °C.

Le SF.C 2300 est un régulateur de tension prévu pour la gamme de température de fonctionnement comprise entre 0° et 70 ° C et des tensions de sortie jusqu'à 20 V.

Principales caractéristiques :

- Tension de sortie réglable de 2 à 30 V (SF.C 2100 M et SF.C 2200), de 2 à 20 V (SF.C. 2300).
- Régulation de un pour cent en fonction de la charge et de la tension d'entrée.
- Stabilité de un pour cent pour toute la gamme de température (SF.C 2100 M et SF.C 2200).
- Limitation réglable du courant de court-circuit.
- Possibilité de débit de 5 A et au-delà par adjonction de transistors extérieurs.
- Possibilité de fonctionnement en régulateur de tension à découpage (rendement élevé).

Autres caractéristiques : réponse rapide aux variations de charge et de tension d'entrée, faible consommation interne. Absence d'oscillation que la charge soit résistive ou réactive. Fonctionnement assuré à la mise sous tension quelle que soit la charge.

Différents types

Comme nous venons de le voir, les trois types ne se distinguent que par leurs températures de fonctionnement et leur tension maximum d'entrée. Les caractéristiques électriques sont identiques et il n'existe qu'un seul type de boîtier chez Sescosem. Par contre, chez National Semiconductor, il existe également une présentation en boîtier carré à 10 broches DIL (suffixe F).

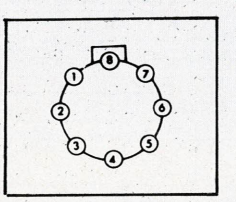
Type	Boîtier	Températures de fonctionnement	Températures de stockage	Tension d'entrée (V)	Tension aux bornes (V)	Puissance dissipée (mW)	Courant de sortie (mA)
SF.C 2100 M	TO-99	– 55 °C, + 150 °C	– 65 °C, + 150 °C	40	40	500	25
SF.C 2200	TO-99	– 25 °C, + 100 °C	– 65 °C, + 150 °C	40	40	500	25
SF.C 2300	TO-99	0 °C, + 85 °C	– 65 °C, + 150 °C	35	30	500	25

Brochage

1	Limitation de courant	5	Découplage entrée
2	Ballast extérieur	6	Contre-réaction
3	+ alimentation	7	Compensation en fréquence
4	– alimentation	8	Sortie régulée

Boîtier

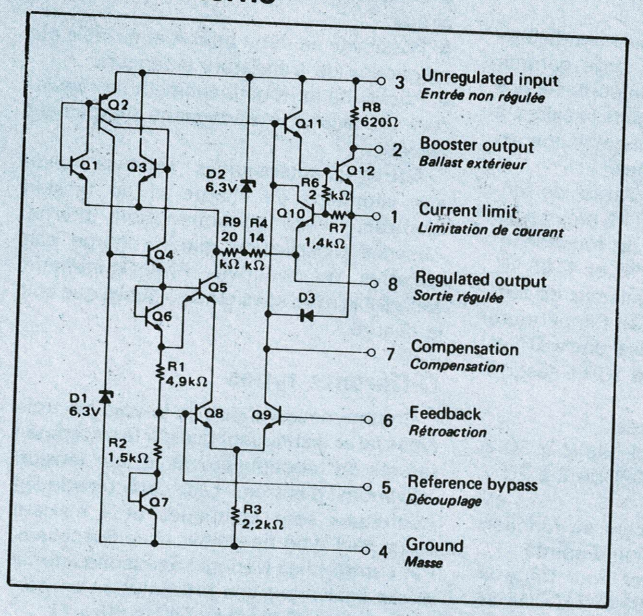
TO 99, 8 broches, métallique.



Caractéristiques générales

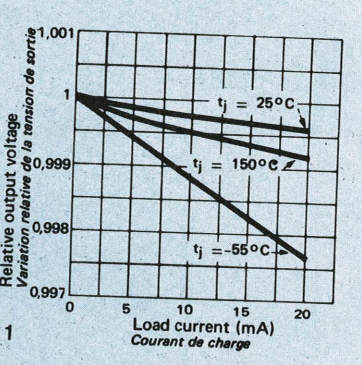
CARACTÉRISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Plage de tension d'entrée (2100 M et 2200)	8,5		40	V
Plage de tension d'entrée (2300)	8		30	V
Plage de tension de sortie (2100 M et 2200)	2		30	V
Plage de tension de sortie (2300)	2		20	V
Tension aux bornes (2100 M et 2200)	3		30	V
Tension aux bornes (2300)	3		20	V
Coefficient de régulation en fonction des variations de la tension d'entrée		0,05	0,1	%/V
Coefficient de régulation en fonction de la charge		0,1	0,5	%
Taux de réjection de l'ondulation		0,02		%
Courant de repos à vide (alim. = 40 V)		1	3	mA
Tension de référence interne		1,8		V
Tension de bruit en sortie		0,005		%
Coefficient de température moyen entre les deux températures limites		0,3	1	%
Stabilité dans le temps (1000 heures)		0,1	1	%

Schéma interne

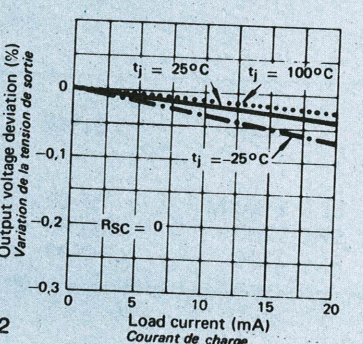


Courbes

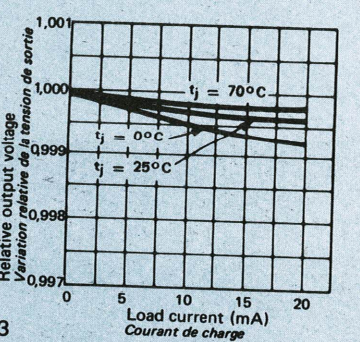
1) Caractéristique de régulation sans limitation de courant (SFC 2100 M).
2) Caractéristique de régulation sans limitation de courant (SFC 2200).
3) Caractéristique de régulation sans limitation de courant (SFC 2300).



1



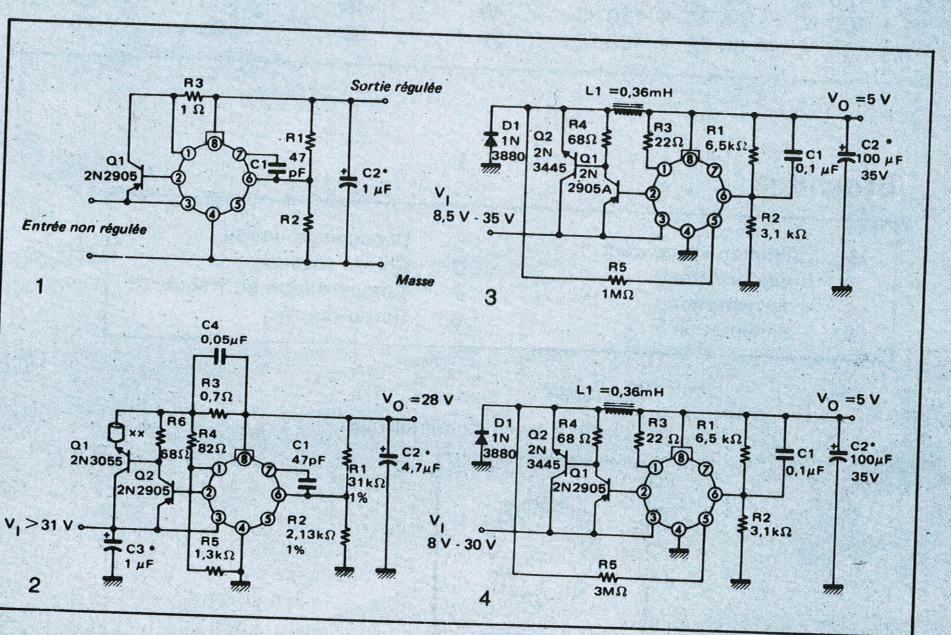
2



3

Schémas d'application

1) Régulateur 200 mA. C2 est un condensateur au tantale.
2) Régulateur 2 A avec réduction automatique du courant de court-circuit (2100 M et 2200).
3) Régulateur de tension à découpage (4 A) (2100 M et 2200).
4) Régulateur de tension à découpage (2 A) (2300).



Fiche technique SFC 2723

Circuits intégrés linéaires

Régulateur de tension

Fabricant : SESCOSEM.

Equivalents

NATIONAL SEMICONDUCTOR : LM 723
TEXAS INSTRUMENTS : SN 52723, SN 72723
SIEMENS : TDB 0723, TDC 0723
MOTOROLA : MC1723
FAIRCHILD : μA 723
RTC : μA 723
SGS-ATES : L 123 T 2
I.T.T. : MIC 723

Différents types

Quatre types sont proposés, différenciés soit par leur gamme de températures de fonctionnement, soit par leur boîtier (voir tableau). Chez d'autres fabricants, on peut compter plusieurs autres types (N.S. en propose 8 en tout) différents par la technologie d'encapsulation.

Tous les types ont les mêmes caractéristiques électriques.

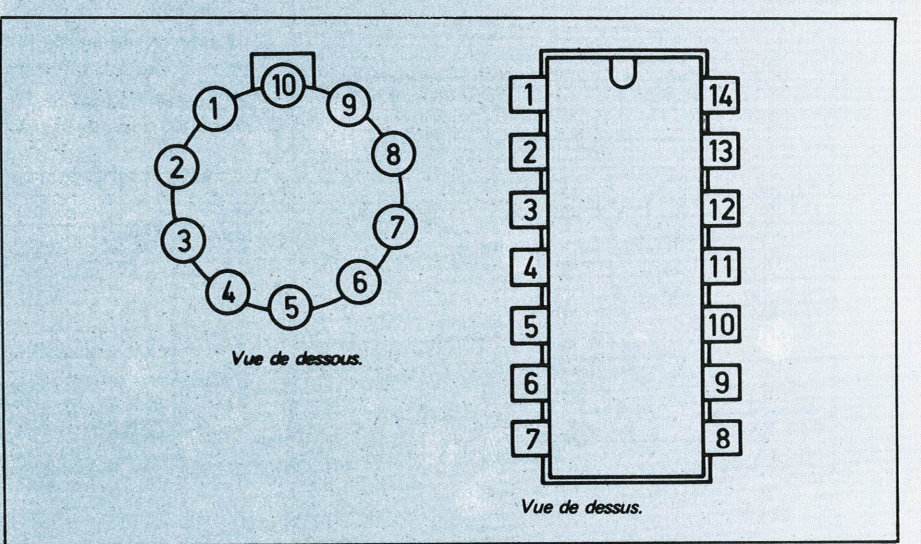
Boîtiers

Deux boîtiers sont proposés : TO-100 (rond 10 broches) et TO-116 (DIL 14 broches). Lorsque la température ambiante est supérieure à 25 °C, réduire la puissance dissipée de 6,8 mW/° pour le boîtier TO-100 et 9 mW/°C pour le boîtier TO-116.

On remarquera sur le boîtier TO-116 une borne supplémentaire destinée au fonctionnement en régulateur de tension négative. Cette borne, appelée Vz sur le schéma interne, pourra être obtenue sur le boîtier TO-100 en connectant extérieurement une diode zener de 6,2 V en série avec la sortie.

Généralités

Le SF.C 2723 est un régulateur de tension à structure intégrée monolithique. Il comporte un amplificateur de référence compensé en température, un amplificateur d'erreur, un transistor ballast série de puissance et un circuit de limitation de courant. Lorsqu'un courant de sortie supérieur à 150 mA est désiré, il faut ajouter des éléments ballast PNP ou NPN extérieurs. Le circuit de limitation de courant est ajustable et il existe une possibilité de coupure à distance. Le SF.C 2723 est caractérisé par une consommation à vide et une dérive en température faibles, et par un taux de rejection du secteur élevé. Le SF.C 2723 fonctionne comme régulateur de tension série, shunt, flottant ou en découpage, avec une tension alimentaire positive ou négative. Parmi les applications possibles, citons : des alimentations régulées de laboratoire, des régulateurs d'isolement pour amplificateurs à bas niveau, des alimentations de haute précision pour l'instrumentation, des alimentations pour les petits appareils, des alimentations pour les sous-ensembles numériques et analogiques, etc.



Brochage

SFC 2723 C et 2723 M (TO-100)

1	Limitation de courant (émetteur)	6	Sortie
2	Entrée inverseuse	7	Collecteur transistor de sortie
3	Entrée non-inverseuse	8	+ alim.
4	Tension de référence	9	Compensation en fréquence
5	– alim.	10	Limitation de courant (base)

SFC 2723 EC et 2723 EM (TO-116)

1	Ne pas connecter	8	Ne pas connecter
2	Limitation de courant (base)	9	Sortie régulation négative
3	Limitation de courant (émetteur)	10	Sortie
4	Entrée inverseuse	11	Collecteur transistor de sortie
5	Entrée non-inverseuse	12	+ alim.
6	Tension de référence	13	Compensation en fréquence
7	– alim.	14	Ne pas connecter

Valeurs limites absolues

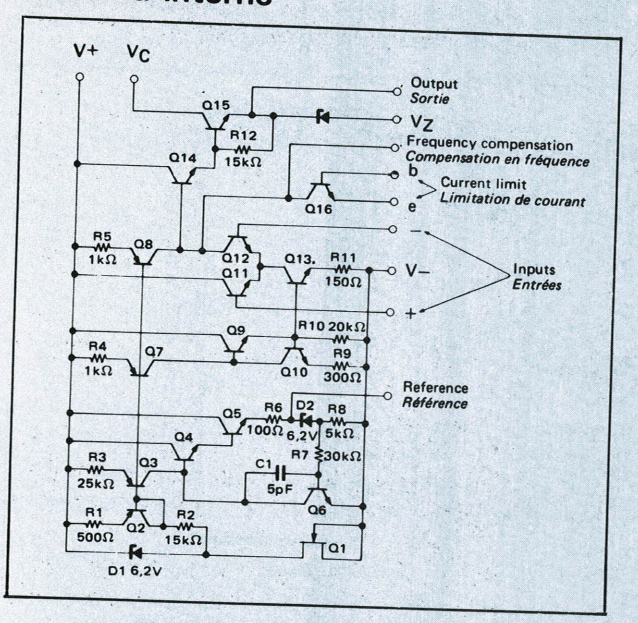
Type	Boîtier	Températures de fonctionnement	Températures de stockage	Tension d'entrée (V)	Tension aux bornes (V)	Puissance dissipée (mW)	Courant de sortie (mA)
SF.C 2723 C	TO-100	0 °C à + 70 °C	– 65 °C, + 150 °C	40	40	800	150
SF.C 2723 EC	TO-116	0 °C à + 70 °C	– 65 °C, + 150 °C	40	40	900	150
SF.C 2723 EM	TO-116	– 55 °C à + 125 °C	– 65 °C, + 150 °C	40	40	900	150
SF.C 2723 M	TO-100	– 55 °C à + 125 °C	– 65 °C, + 150 °C	40	40	800	150

Caractéristiques générales

CARACTÉRISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Plage de tension d'entrée	9,5		40	V
Plage de tension de sortie	2		37	V
Tension aux bornes (entrée – sortie)	3		38	V
Coefficient de régulation pour une variation de la tension d'entrée de 12 à 40 V (*)		0,02	0,2	%/V
Coefficient de régulation pour une variation de courant de sortie de 1 à 50 mA		0,03	0,2	%
Taux de réjection de l'ondulation		74		dB
Courant de repos à vide (V alim. = 30 V)		2,3	3,5	mA
Tension de référence interne	6,95	7,15	7,35	V
Courant de court-circuit		65		mA
Tension de bruit en sortie		20		μ Veff
Coefficient de température moyen		0,002	0,015	%/°C
Stabilité dans le temps (pour 1000 h)		0,1		%

* Pour les modèles M et EM, ce coefficient peut atteindre 0,5 %.

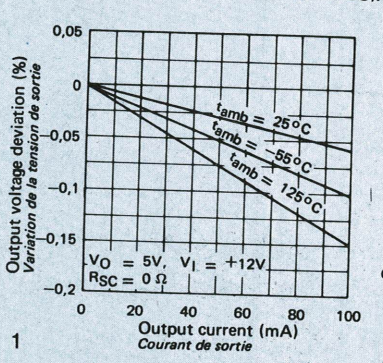
Schéma interne



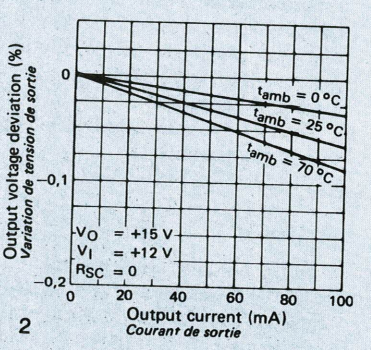
Courbes

1 Caractéristiques de régulation sans limitation de courant (modèle EM et M).

2 Caractéristiques de régulation sans limitation de courant (modèles C et EC).



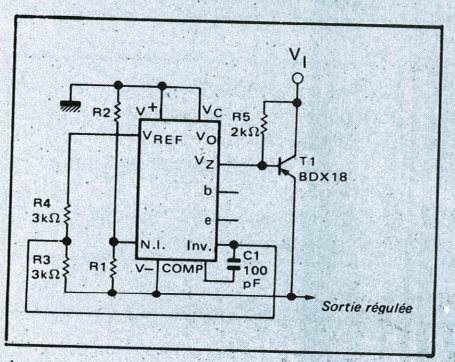
1



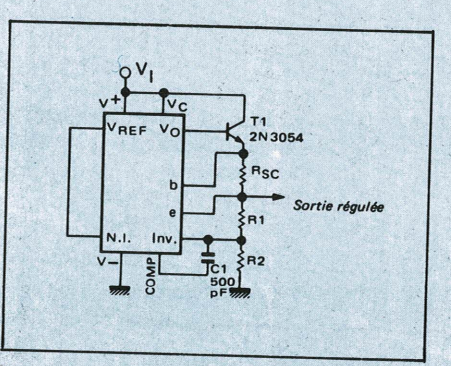
2

Schémas d'application

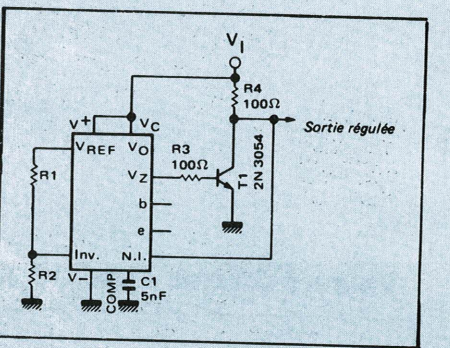
1) Régulateur de tension négative (tension de sortie régulée : -15 V). On remarquera l'utilisation de la borne Vz.
2) Régulateur de tension positive utilisant un transistor de puissance extérieur.
3) Régulateur shunt.



1



2



3

Fiche technique SFC 2104M, 2204, 2304

Circuits intégrés linéaires

Régulateurs de tension négative

Fabricant : SESCOSEM.

Equivalents

NATIONAL SEMICONDUCTOR : LM 104, LM 204, LM 304.
FAIRCHILD : μA 104 HM, μA 304 HC.
TEXAS INSTRUMENTS : SN 52104, SN 72304.
MOTOROLA : MLM 104 G, MLM 204 G, MLM 304 G.

Généralités

Le SF.C 2104 M est un régulateur de tension négative dont la tension de sortie peut être réglée de 0 à 40 V par l'ajustement d'une seule résistance extérieure.

Normalement, il ne nécessite pas la présence d'une source autre que la source à réguler, mais un taux de régulation supérieur peut être obtenu à l'aide d'une source de polarisation extérieure, la tension de sortie étant uniquement limitée dans ce cas par la tenue en tension des transistors extérieurs.

Le SF.C 2104 M peut fonctionner en régulateur linéaire ou à découpage, être utilisé en source de courant ou dans de nombreuses autres applications.

Caractéristiques typiques :

- Variation de la tension de sortie : 1 mV (courant de sortie de 0 à 20 mA).

Régulation en tension : 0,01 %/V.

- Taux de filtrage : 0,2 mV/V.

Le SF.C 2104 M est complémentaire des régulateurs de tension positive SF.C 2105 M et SF.C 2100 M ; il est principalement destiné aux applications nécessitant que les tensions régulées et non régulées aient une masse commune. Seul, il peut délivrer des courants jusqu'à 25 mA, mais l'adjonction de transistors extérieurs permet d'atteindre n'importe quel débit. La tension de sortie est fixée par des résistances extérieures et le courant délivré peut être limité à une valeur constante ou automatiquement réduit en cas de court-circuit.

Le SF.C 2204 est de conception identique au SF.C 2104 M, mais il est prévu pour une gamme de températures de fonctionnement comprises entre – 25 °C et 85 °C. Il est complémentaire des régulateurs de tension positive SF.C 2200 et SF.C 2205.

Le SF.C 2304 est de conception identique aux SF.C 2104 M et SF.C 2204, mais il est prévu pour une gamme de températures de fonctionnement comprises entre 0 °C et 70 °C. Il est complémentaire des régulateurs de tension positive SF.C 2300 et SF.C 2305.

Différents types

Comme nous venons de le voir, les trois types ne se distinguent que par leurs températures de fonctionnement ou leur tension maximale d'entrée. Les caractéristiques électriques sont identiques et il n'existe qu'un seul type de boîtier chez Sescosem. Par contre, chez National Semiconductor, il existe également une présentation en boîtier carré à 10 broches DIL (suffixe F).

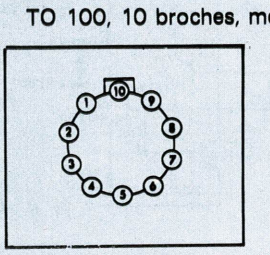
Type	Boîtier	Températures de jonction	Températures de stockage	Tension d'entrée (V)	Tension aux bornes (V)	Puissance dissipée (mW)	Courant de sortie (mA)
SF.C 2104 M	TO-100	– 55 °C à + 150 °C	– 65 °C, + 150 °C	50	50	500	25
SF.C 2204	TO-100	– 25 °C à + 100 °C	– 65 °C, + 150 °C	50	50	500	25
SF.C 2304	TO-100	0 °C à + 85 °C	– 65 °C, + 150 °C	40	40	500	25

Brochage

1	Réglage de la tension	6	Limitation de courant
2	Tension de référence	7	Ballast extérieur
3	Polarisation référence	8	Sortie – régulé
4	Compensation en fréquence	9	+ alim. (masse)
5	– alim. non régulé	10	Ne pas connecter

Boîtier

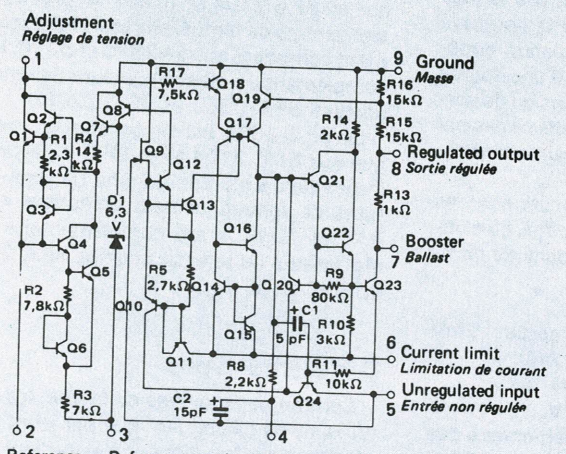
TO 100, 10 broches, métallique.



Caractéristiques générales

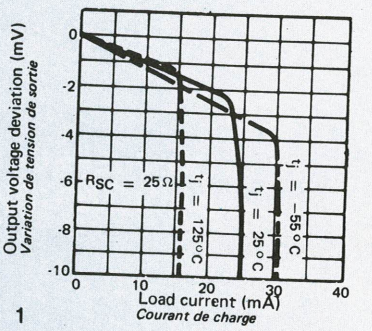
CARACTÉRISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Plage de tension d'entrée (2104 M et 2204)	– 50		– 8	V
Plage de tension d'entrée (2304)	– 40		– 8	V
Plage de tension de sortie (2104 M et 2204)	– 40		– 0,015	V
Plage de tension de sortie (2304)	– 30		– 0,035	V
Tension aux bornes (2104 M et 2204)	2		50	V
Tension aux bornes (2304)	2		40	V
Coefficient de régulation pour des variations de la tension d'entrée de 10 %		0,056	0,1	%
Coefficient de régulation pour une variation du courant de sortie de 0 à 20 mA		1	5	mV
Taux de réjection de l'ondulation		0,5	1	mV/V
Courant de repos à vide		1,7	2,5	mA
Tension de bruit en sortie		0,001		%
Coefficient de température moyen		0,3	1	%
Stabilité dans le temps		0,1	1	%

Schéma interne

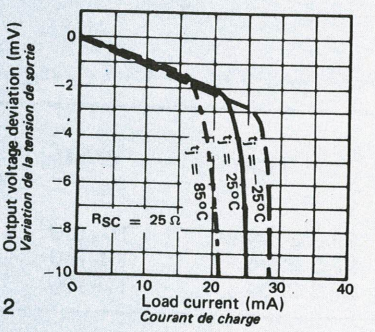


Courbes

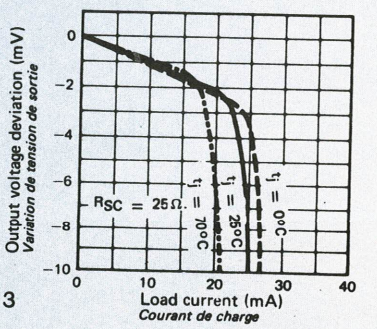
1) Régulation en fonction de la charge (SFC 2104 M).
2) Régulation en fonction de la charge (SFC 2204).
3) Régulation en fonction de la charge (SFC 2304).



1



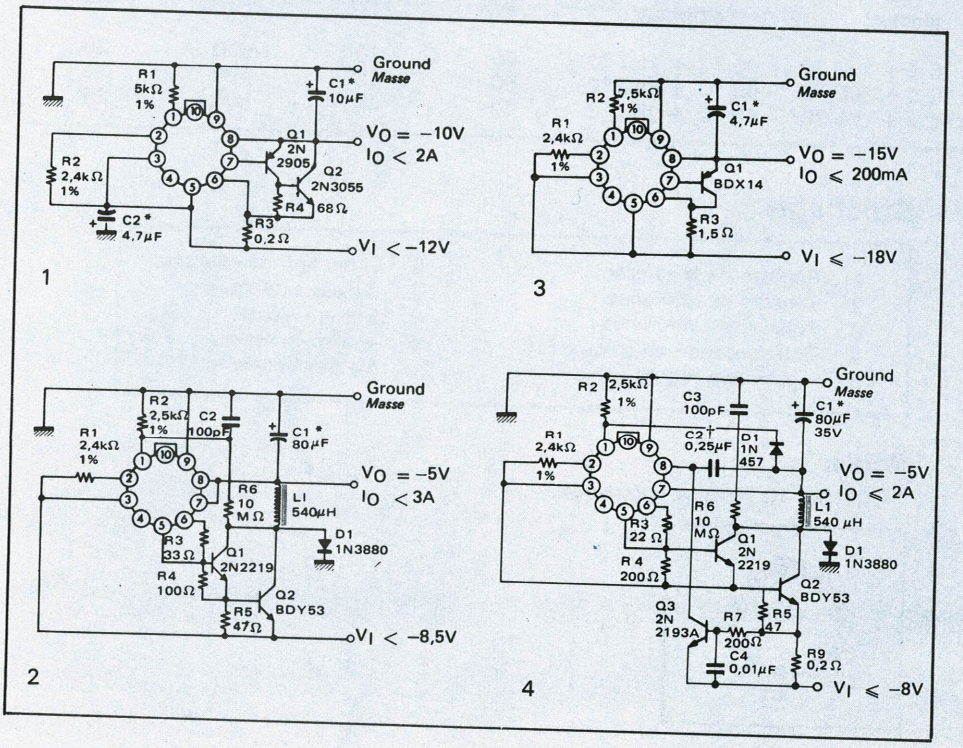
2



3

Schémas d'application

1) Régulateur de tension (– 10 V – 2 A).
2) Régulateur à découpage avec courant de sortie élevé.
3) Régulateur 200 mA.
4) Régulateur à découpage avec limitation de courant.



Fiche technique SFC 2105 M, 2205, 2305

Circuits intégrés linéaires

Régulateurs de tension positive

Fabricant : SESCOSEM

Equivalents

NATIONAL SEMICONDUCTOR : LM 105, LM 205, LM 305.
TEXAS INSTRUMENTS : SN 52105, SN 72305.
MOTOROLA : MLM 105 G, MLM 205 G, MLM 305 G.
FAIRCHILD : μA 105, μA 305.

Généralités

Le SF.C 2105 M est un régulateur de tension positive analogue au SF.C 2100 M à l'exception d'un étage d'amplification supplémentaire ajouté pour améliorer la caractéristique de régulation. Une modification du circuit de polarisation évite une spécification en courant de charge minimal, réduit la consommation interne et permet l'accroissement des tensions de fonctionnement. Le brochage identique permet l'interchangeabilité avec le SF.C 2100 M pour une tension de sortie supérieure à 4,5 V en régulation linéaire ou « à découpage ».

Le SF.C 2205 est identique au SF.C 2105 M mais la gamme de température de fonctionnement est comprise entre – 25 °C et + 85°C.

Le SF.C 2305 est identique au SF.C 2105 M mais la gamme de température de fonctionnement est comprise entre 0 °C et + 70°C.

Principales caractéristiques :

- Tension de sortie réglable de 4,5 à 40 V (SF.C 2105 M et SF.C 2205), de 4,5 à 30 V (SF.C 2305).
- Possibilité de débit jusqu'à plus de 10 A par adjonction de transistors extérieurs.
- Régulation meilleure que 0,1 pour les variations extrêmes de charge avec limitation de courant.

– Régulation en fonction de la tension d'entrée garantie à 0,03 /V.
– Taux de filtrage en sortie : 0,01 /V.

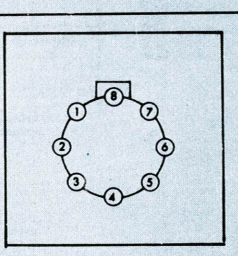
Autres caractéristiques :

Réponse rapide aux variations de charge et tension d'entrée, absence d'oscillations que la charge soit résistive ou réactive, fonctionnement assuré à la mise sous tension quelle que soit la charge.

Différents types

Ces trois références ne se distinguent que par leurs températures de fonctionnement ou leur tension maximum d'entrée. Leurs caractéristiques électriques sont identiques ainsi que leur brochage et leur boîtier chez Sescosem. Par contre, National Semiconductor propose une version en boîtier carré 10 broches DIL (Suffixe F).

Type	Boîtier	Températures de fonctionnement	Températures de stockage	Tension d'entrée (V)	Tension aux bornes (V)	Puissance dissipée (mW)	Courant de sortie (mA)
SF.C 2105 M	TO-99	– 55 °C, + 150 °C	– 65 °C, + 150 °C	50	40	500	25
SF.C 2205	TO-99	– 25 °C, + 100 °C	– 65 °C, + 150 °C	50	40	500	25
SF.C 2305	TO-99	0 °C, + 85 °C	– 65 °C, + 150 °C	40	40	500	25



Boîtier

TO-99, rond, 8 broches, métallique.

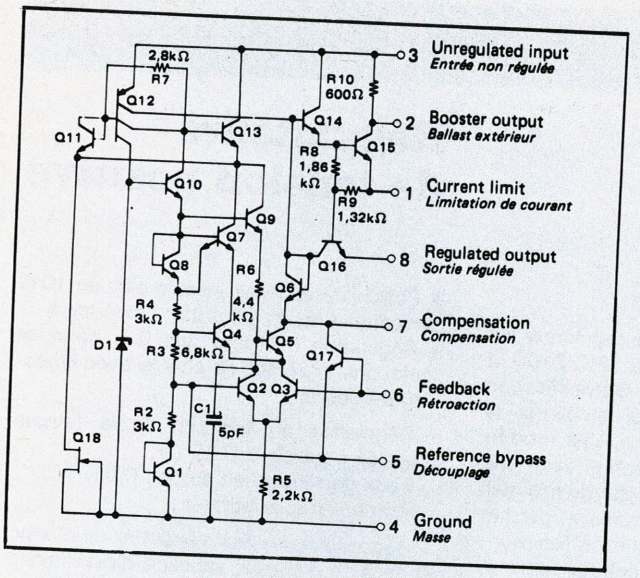
Brochage

1	Limitation de courant	5	Découplage d'entrée
2	Ballast extérieur	6	Contre-réaction
3	+ alim. non régulé	7	Compensation en fréquence
4	– alim.	8	Sortie + régulé

Caractéristiques générales

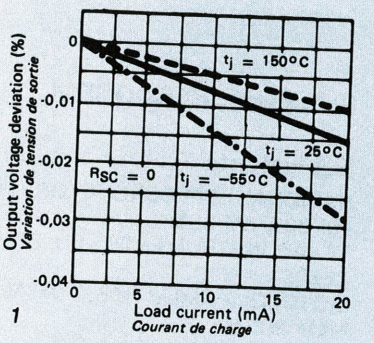
CARACTÉRISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Plage de tension d'entrée (2105 M, 2205)	8,5		50	V
Plage de tension d'entrée (2305)	8		40	V
Plage de tension de sortie (2105 M, 2205)	4,5		40	V
Plage de tension de sortie (2305)	4,5		30	V
Tension aux bornes	3		30	V
Coefficient de régulation en fonction des variations de la tension d'entrée		0,025	0,06	%/V
Coefficient de régulation pour une variation du courant de sortie de 0 à 12 mA		0,02	0,05	%
Taux de réjection de l'ondulation (avec capacité de 10 μF branchée entre la borne 5 et la masse)		0,003	0,01	%/V
Courant de repos à vide		0,8	2	mA
Tension de référence interne		1,8		V
Tension de bruit en sortie		0,005		%
Coefficient de température moyen		0,3	1	%
Stabilité dans le temps		0,1	1	%

Shéma interne

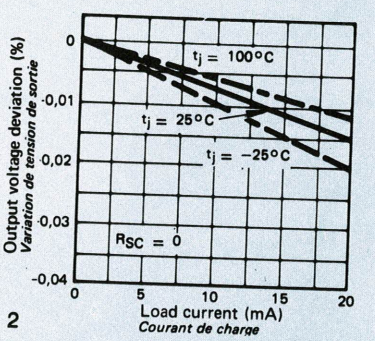


Courbes

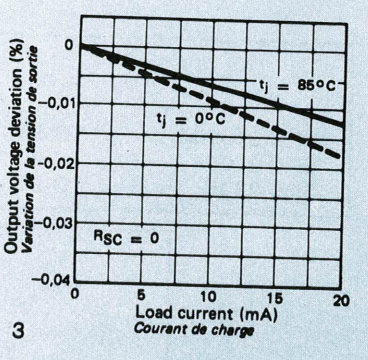
1 Caractéristiques de régulation sans limitation de courant (SFC 2105 M).
2 Caractéristiques de régulation sans limitation de courant (SFC 2205).
3 Caractéristiques de régulation sans limitation de courant (SFC 2305).



1



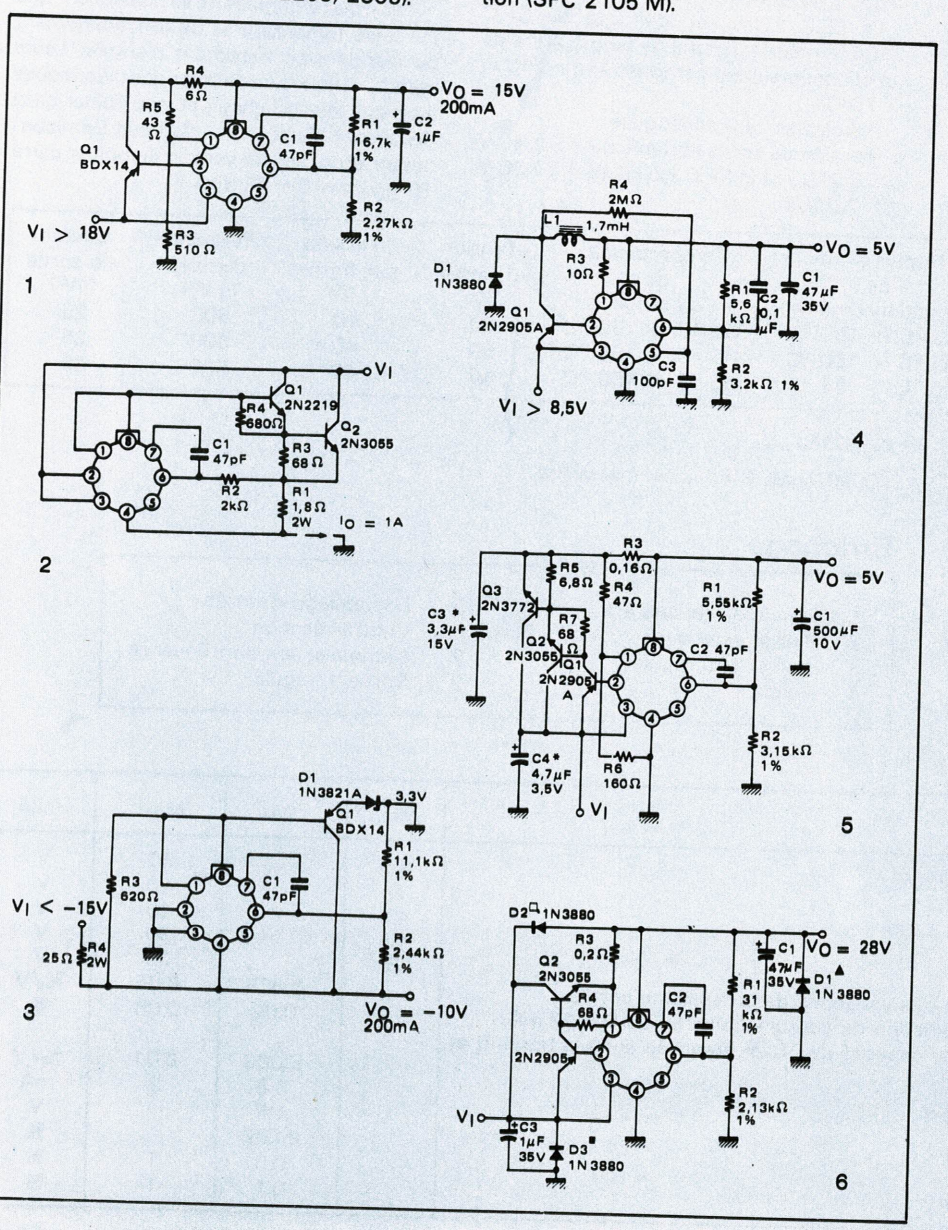
2



3

Schémas d'application

1) Régulateur de tension avec réduction automatique du courant de court-circuit (SFC 2205, 2305).
2) Régulateur de courant (SFC 2205, 2305).
3) Régulateur schunt (SFC 2205, 2305).
4) Régulateur à découpage (SFC 2305).
5) Régulateur de tension pour un courant de 10 A avec réduction automatique du courant de court-circuit (SFC 2105 M).
6) Régulateur 1 A avec diodes de protection (SFC 2105 M).



Fiche technique SFC 2109 M, 2209, 2309

Circuits intégrés Linéaires

Régulateur de tension fixe : 5 volts

Fabricant : SESCOSEM.

Equivalents

NATIONAL SEMICONDUCTOR : LM 109, LM 209, LM 309
FAIRCHILD : μA 109, μA 209, μA 309.
TEXAS INSTRUMENTS : SN 52109, SN 72309.
MOTOROLA :MLM 109, MLM 209, MLM 309.
R.T.C. – SIGNETICS : LM 109, LM 209, LM 309.

Généralités

Le SF.C 2109 M est un régulateur 5 V à structure monolithique. Il est conseillé pour la régulation locale dans les sous-ensembles logiques.

En boîtier TO-5, il peut délivrer un courant supérieur à 200 mA avec un radiateur adéquat.

En boîtier TO-3, le courant de sortie disponible est supérieur à 1 A.

Ce régulateur est particulièrement bien protégé des destructions. Il est doté d'une limitation de courant et d'une protection thermique ramenant la tension à 0 si la dissipation devient excessive.

Le SF.C 2209 est identique au SF.C 2109 M, mais prévu pour fonctionner entre – 25 °C et + 85 °C.

Le SF.C 2309 est prévu pour fonctionner entre 0 °C et + 70 °C.

Différents types

Les trois références se distinguent par des températures de fonctionnement et quelques caractéristiques différentes. Les caractéristiques principales et le schéma interne sont identiques. Chaque référence existe en deux versions pouvant dissiper des puissances différentes selon le boîtier utilisé, TO 5 ou TO 3. Il y a donc en tout 6 types différents.

Type	Boîtier	Températures de fonctionnement	Tension de sortie (V) Min.	Typ.	Max.	Stabilité dans le temps	Courant de sortie
SFC 2109 M	TO-5	– 55 à + 150 °C	4,7	5,05	5,3	10 mV	> 200 mA
SFC 2109 RM	TO-3	– 55 à + 150 °C	4,7	5,05	5,3	10 mV	> 1 A
SFC 2209	TO-5	– 25 à + 150 °C	4,7	5,05	5,3	10 mV	> 200 mA
SFC 2209 R	TO-3	– 25 à + 150 °C	4,7	5,05	5,3	10 mV	> 1 A
SFC 2309	TO-5	0 à + 125 °C	4,8	5,05	5,2	20 mV	> 200 mA
SFC 2309 R	TO-3	0 à + 125 °C	4,8	5,05	5,2	20 mV	> 1 A

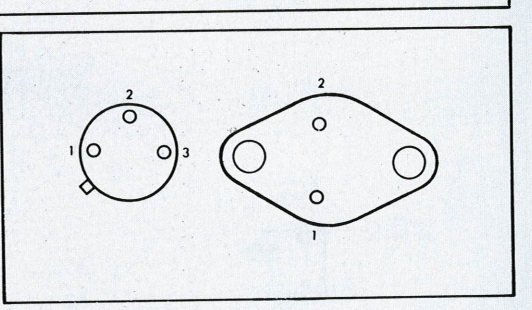
Boîtiers

TO 5 (TO 39, CB 106) métallique. La masse est réunie au boîtier (point 3).

TO 3 métallique. La masse est réunie au boîtier (point 3).

Brochage

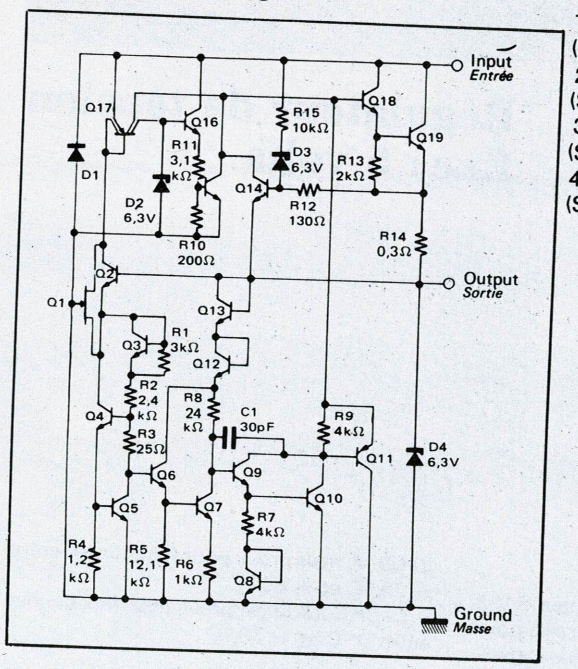
1 Entrée + non régulé
2 Sortie + régulé
3 – Masse (– commun).



Caractéristiques communes

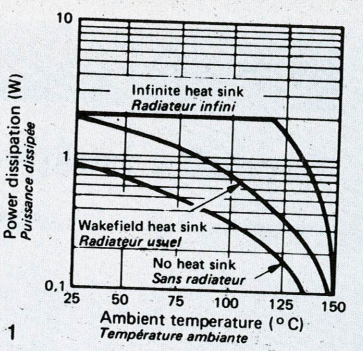
CARACTÉRISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'entrée			35	V
Coefficient de régulation de la tension d'entrée		4	50	mV
Coefficient de régulation en fonction de la charge		20	50	mV
Courant de repos à vide		5,2	10	mA
Tension de bruit en sortie		40		μV
Stabilité dans le temps			10	mV
Températures de stockage	– 65		+ 150	°C

Schéma interne

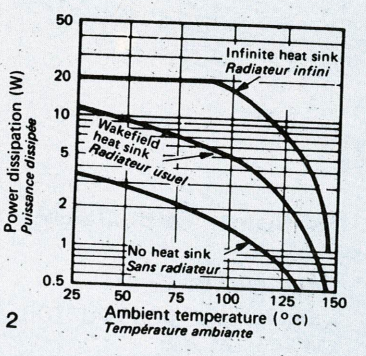


Courbes

1) Puissance moyenne dissipée maximale (SFC 2109 M et 2209).
2) Puissance moyenne dissipée maximale (SFC 2109 RM et 2209 R).
3) Puissance moyenne dissipée maximale (SFC 2309).
4) Puissance moyenne dissipée maximale (SFC 2309 R).



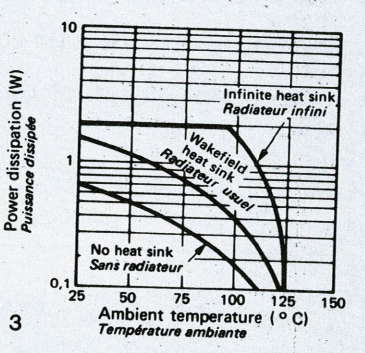
1



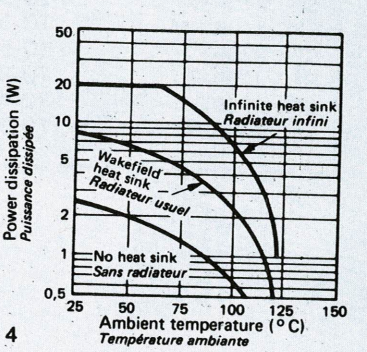
2

Schémas d'application

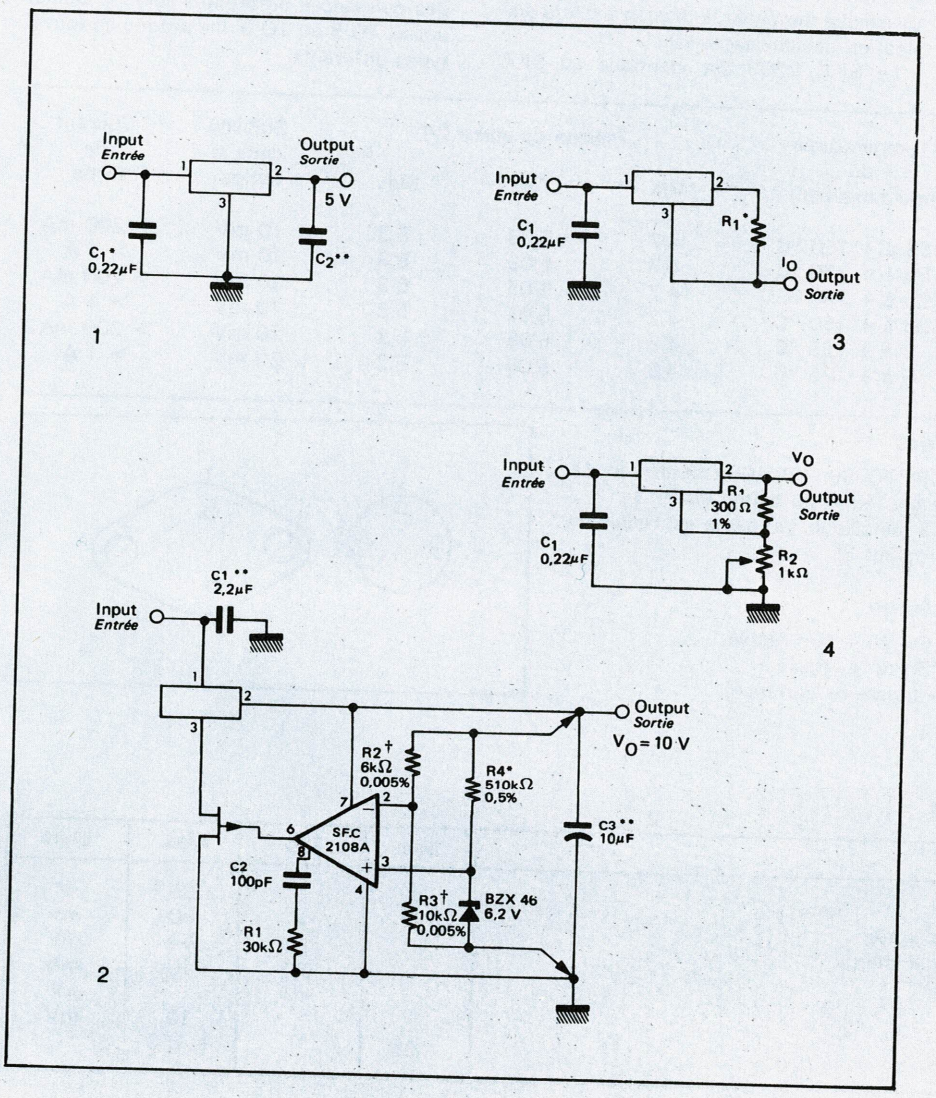
1) Régulateur fixe 5 volts.
2) Régulateur de grande stabilité (meilleure que 0,01 %). R4 détermine le courant de zener et peut être ajusté pour rendre la dérive thermique minimale. C1 et C3 sont des condensateurs au tantale ; R2 et R3 des résistances de haute stabilité.
3) Régulateur de courant. R1 détermine la valeur du courant de sortie.
4) Régulateur à tension de sortie ajustable.



3



4



1 3 4 2

Fiche technique LM 120, 220, 320

Circuits intégrés linéaires

Régulateurs de tension Fixe négative

Fabricant : NATIONAL SEMICONDUCTOR

Généralités

La série LM 120 comprend 72 modèles différents par leurs boîtiers ou leurs tensions fixes de sortie.

Il s'agit de régulateurs de tensions négatives qui ne nécessitent aucun composant extérieur pour effectuer leur régulation. Ils sont équipés d'une limitation interne du courant de sortie et d'une protection thermique par annulation de la tension de sortie. La faible consommation de ces régulateurs permet, par un simple pont résistif, d'obtenir des tensions de sortie plus élevées que celle fixée au départ. Les écarts de tension de sortie par rapport à la valeur nominale n'excèdent pas 3 % en plus ou en moins. Ces régulateurs fonctionnent encore lorsque la tension entre leurs bornes entrée-sortie est de 1 volt.

Boîtiers

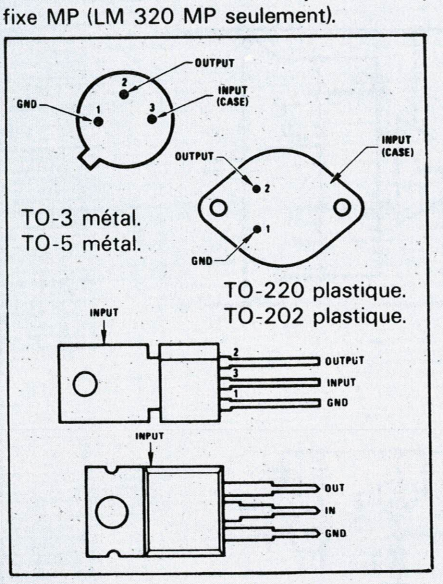
La série LM 120 comprend 4 boîtiers différents : TO-3, TO-5, TO-220 et TO-202.

Pour le boîtier TO-3, on ajoute le suffixe K (LM 120 K, 220 K, 320 K).

Pour le boîtier TO-5 on ajoute le suffixe H (LM 120 H, 220 H, 320 H).

Pour le boîtier TO-220, on ajoute le suffixe T (LM 320 T seulement).

Pour le boîtier TO-202, on ajoute le suffixe MP (LM 320 MP seulement).



TO-3 métal.
TO-5 métal.

TO-220 plastique.
TO-202 plastique.

Brochage

1 – Masse (+ commun).
2 – Sortie – régulé
3 – Entrée – non régulé

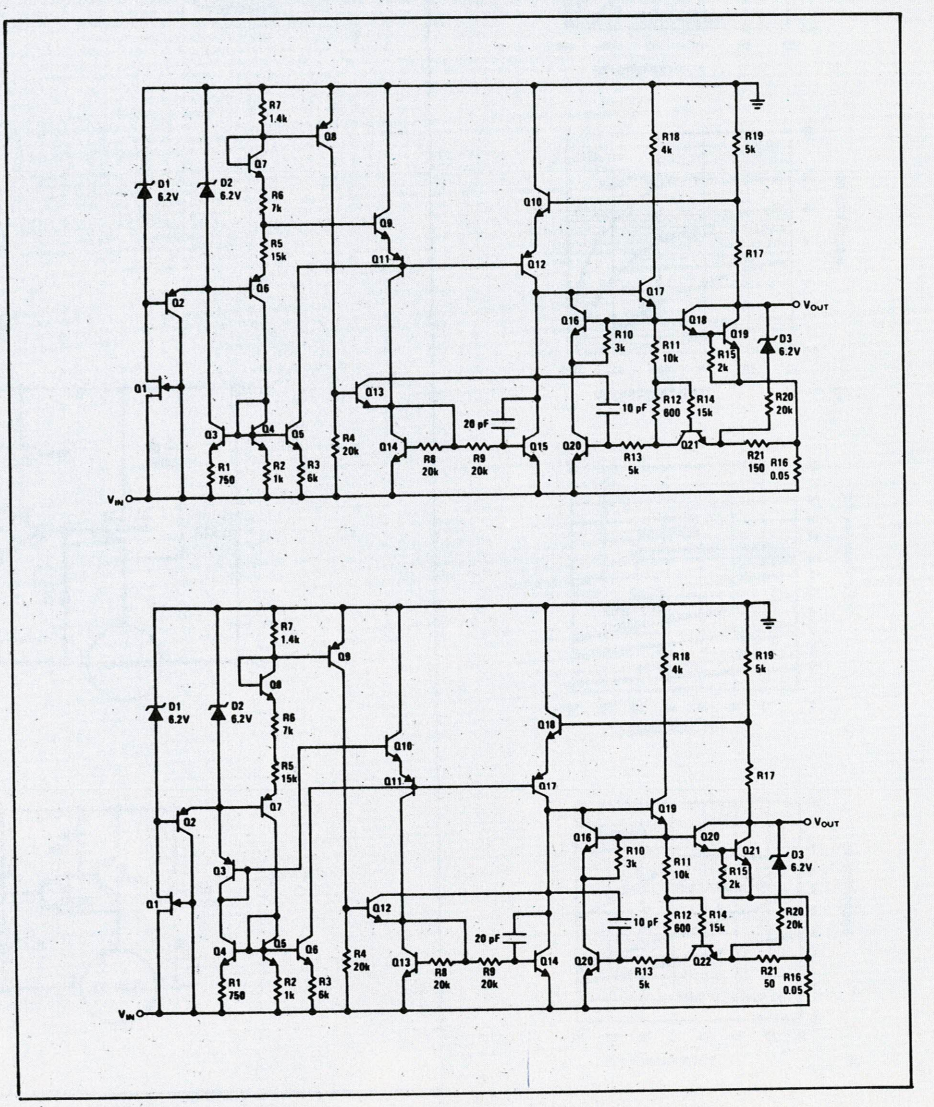
La borne 3 (entrée) est réunie au boîtier dans tous les cas.

Type	Boîtier	Puissance max.	Courant de sortie	Rth °C/W jonction-boîtier	Rth °C/W jonction-amb.
LM 120 H	TO-5	2 W	0,5 A	15	150
LM 120 K	TO-3	20 W	1,5 A	3	35
LM 220 H	TO-5	2 W	0,5 A	15	150
LM 220 K	TO-3	20 W	1,5 A	3	35
LM 320 H	TO-5	2 W	0,5 A	15	150
LM 320 K	TO-3	20 W	1,5 A	3	35
LM 320 MP	TO-202	7,5 W	0,5 A	12	70
LM 320 T	TO-220	15 W	1,5 A	5	50

Schémas internes

Selon la tension fixe prévue, il existe deux schémas internes possibles :

– schéma pour des régulateurs de – 5 à – 8 V.
– schéma pour des régulateurs de – 9 à – 24 V.

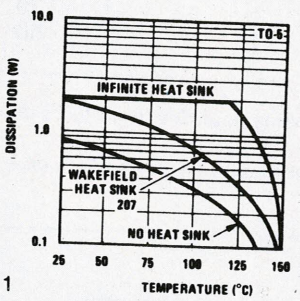


Caractéristiques générales

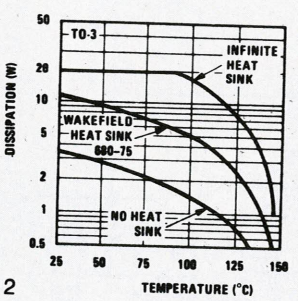
Tension fixe de sortie (en volts)	5	5,2	6	8	9	12	15	18	24	
Caractéristiques typiques										Unité
Taux de régulation (en fonction de la tension d'entrée)	10	10	10	15	4	4	5	6	8	mV
Tension d'entrée maximale	– 25	– 25	– 25	– 25	– 30	– 32	– 35	– 35	– 40	V
Tension d'entrée minimale	– 7	– 7	– 8	– 10,5	– 11,5	– 14	– 17	– 20,5	– 27	V
Réjection de l'ondulation	64	64	64	60	80	80	80	75	70	dB
Taux de régulation en fonction de la charge	50	50	50	50	30	40	40	40	40	mV
Courant de repos à vide	1	1	1	1	2	2	2	2	2	mA
Bruit en sortie	150	150	180	250	300	400	400	500	700	μV
Stabilité dans le temps	10	10	12	16	18	24	30	36	50	mV

Courbes

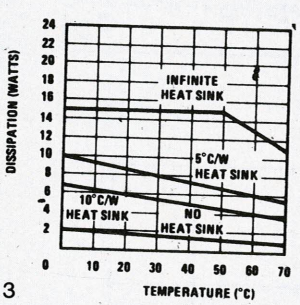
1)Dissipation maximum pour les modèles en boîtier TO-5.
2)Dissipation maximum pour les modèles en boîtier TO-3.
3)Dissipation maximum pour les modèles en boîtier TO-220.
4)Dissipation maximum pour les modèles en boîtier TO-202.



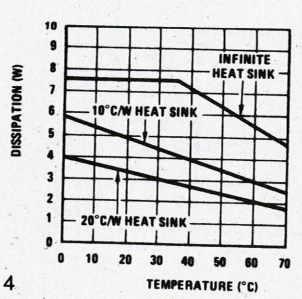
1



2



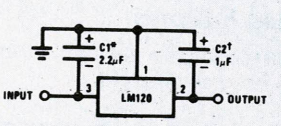
3



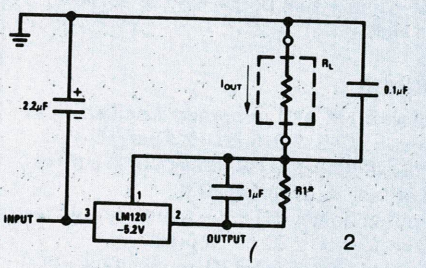
4

Schémas d'application

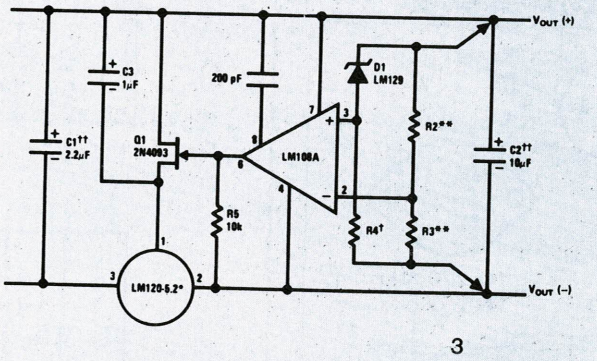
1)Régulateur de tension fixe.
2)Régulateur 1 ampère de grande stabilité (< 0,01 % en tension et en charge : < 0,2 % en température). C1 et C2 sont au tantale : R2 et R3 sont des résistances de haute stabilité.
3)Régulateur de courant. Le courant de sortie est égal à (5,2/R1) + 1 mA.
4)Régulation d'intensité lumineuse d'une lampe utilisant une photodiode.



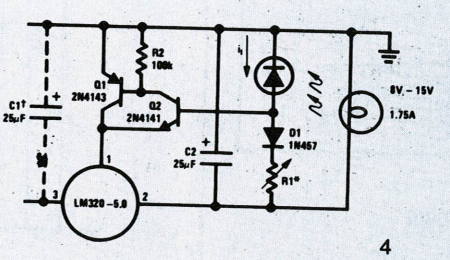
1



2



3



4

Réseaux de distribution des semi-conducteurs

A.E.G. TELEFUNKEN

- **Generim** : ZA de Courtabœuf, avenue des Andes, BP 88, 91403 Orsay. Tél. : 907.78.78.
- **Application Electronique** : 2-14, rue Bayol, 30001 Nîmes. Tél. : (66) 84.99.06. – 10, rue du Chapeau Rouge, 31300 Toulouse. Tél. : (15.61) 42.64.28.
- **Sterc-Maissiat S.A.** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 71.45.75.
- **Debelle** : 13, rue Baptiste Marcet, ZI Fontaine Sassenage, 38600 Fontaine. Tél. : (15.76) 21.50.27.
- **Facen Electronique** : ZI d'Heillecourt-Houdemont, 944 X, 54044 Nancy Cedex. Tél. : (16.28) 51-00-05. – 110, avenue des Flandres, 59110 Wasquehal. Tél. : (16.20) 72.06.80. – 6, rue Emile-Rouze, 59000 Lille. Tél. : (16.20) 96.93.07. – ZI de Mundolsheim, rue Vauban, 67450 Strasbourg Mundolsheim. Tél. : (16.88) 20.20.80.
- **Actel** : 143, rue des Meuniers, 92220 Bagneux. Tél. : 657.81.50.
- **Tekimex** : 13, boulevard Voltaire, 75011 Paris. Tél. : 355.63.00.

CML

- **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604.52.75.

DELCO

- **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604.52.75.

EXAR

- **Tekelec Airtronic** : BP 2, Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35. – 69, rue bataille, 69008 Lyon. – 281, route d'Espagne, 31076 Toulouse Cedex. – 12, rue Gabriel-Fauré, 35000 Rennes. – Beau-Manoir VII, Allée des Lilas, 13100 Aix-en-Provence. – 4, rue Fischart, 67000 Strasbourg.

FAIRCHILD

- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.
- **Feutrier** : avenue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarrez. Tél. : (77) 74.67.33.
- **Gros S.A.** : 13, avenue Victor-Hugo, 59350 Saint-André-les-Lille. Tél. : (20) 55.64.70. – 14, avenue du Général-Leclerc, 54000 Nancy. Tél. : (28) 24.24.22.
- **Scientech S.A.** : 11, avenue Ferdinand-Buisson, 75016 Paris. Tél. : 609.91.36.
- **R.E.A. Distribution** : 9, rue Ernest-Cognacq, 92300 Levallois. Tél. : 758.11.11.
- **Dimex** : 12, rue du Séminaire, 94150 Rungis. Tél. : 686.52.10.
- **Sté Toutelectric** : 15-17, boulevard Bon-Repos, BP 406, 31008 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62-47-84.
- **S.R.D.** : 88, rue du Commandant-Magès, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.33.65/64.23.79.

FERRANTI

- **Ceram** : 31, rue du Dr-Finlay, 75015 Paris. Tél. : 577.42.50.

GENERAL ELECTRIC

- **Comptoir Commercial d'Importation** : 42, rue Etienne-Marcel, 75081 Paris Cedex 2. Tél. : 231.68.14.
- **Alpelec** : 16, rue Claude-Kogan, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 09.69.81.
- **Sedre** : 8, place Paul-Mistral, 38000 Grenoble. Tél. : (76) 87.68.74. – 5, bd des Diables-Bleus, 38000 Grenoble. Tél. : (76) 87.90.12. – 27, rue Voltaire, 42000 Saint-Etienne. Tél. : (77) 62.84.75. – 10-12, rue Jean-Bourgey, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 68.30.96.

GENERAL INSTRUMENT

- **Sterc Maissiat** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 71.45.75.
- **Radio Voltaire** : 150-155, avenue Ledru-Rollin, 75011 Paris. Tél. : 357.50.11.
- **Distronique** : 8, rue Gramme, 75015 Paris. Tél. : 828.46.52.
- **P.E.P.** : 37, avenue de la République, 92120 Montrouge. Tél. : 735.50.74 et 253.11.74.
- **Soulat** : 53, rue Planchat, 75020 Paris. Tél. : 370.33.60.

INTERNATIONAL RECTIFIER FRANCE

- **Disserel** : 32-36, rue de Torcy, 75018 Paris. Tél. : 203.60.02.
- **Diode France** : 1, allée des Platanes, ZI La Cerisaie, 94260 Fresnes. Tél. : 666.98.01.
- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.30.
- **Hohl et Danner** : BP 11, ZI de Strasbourg-Mundolsheim, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.00.11.
- **Isolants du Rhône-Rhonalco** : 4, rue Roger Bréchan, 69003 Lyon. Tél. : (78) 60.23.19.
- **Promo-Electronique – S.M.D.** : 60, rue Dabray, 06000 Nice. Tél. : (93) 87.25.26. – 36, rue Villeneuve, 13001 Marseille. Tél. : (91) 62.62.62.
- **Toute la Radio** : 52, rue Gabriel-Péri, 31071 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.31.68.

I.T.T. INTERMETALL

- **Electronique du Centre** : Z.I., 63008 Cournon d'Auvergne. Tél. : (73) 84.60.08.
- **Caron Frères** : 19, rue de Tournai, 59230 Saint-Amand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.
- **Ceim-Sertronique** : 2 bis, rue de la Paix, 76300 Sotteville-les-Rouen. Tél. : (35) 72.78.86. – 60, rue de Sagebien, 72040 Le Mans. Tél. : (43) 84.24.60. – ZUP, 22300 Lannion. Tél. : (96) 38.40.67. – 42, quai Magellan, 44016 Nantes. Tél. : (40) 47.77.01. – 59, rue Alexandre-Duval, 35000 Rennes. Tél. : (99) 30.78.78.
- **Disserel** : 32/36, rue de Torcy, 75018 Paris. Tél. : 203.60.02.
- **Besson** : 2, rue des Marronniers, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 96.10.72.
- **Phenix Electrique** : 12, place Jean-Jaurès, 13001 Marseille. Tél. : (91) 47.09.83.
- **Adime** : 89, avenue Pierre-Brossolette, 92120 Montrouge. Tél. : 655.89.89.
- **Euromega** : 20/22, place de Villiers, 93100 Montreuil. Tél. : 858.90.09.
- **Apacel** : 145/147, boulevard Sérurier, 75019 Paris. Tél. : 202.83.22.
- **Actel** : 143, rue des Meuniers, 92220 Bagneux. Tél. : 657.81.50.
- **Sanelec** : 236/240, rue du Faubourg d'Arras, 59000 Lille. Tél. : (20) 97.93.21.
- **Morin Industrie** : 52, avenue Jean-Jaurès, 10600 La Chapelle-Saint-Luc. Tél. : (25) 43.15.48. – 8, rue du Parc de la Grange, 37300 Joué-les-Tours. Tél. : (47) 55.13.46.
- **M.T.P.I.** : 48, rue de la Commanderie, 54000 Nancy. Tél. : (28) 53.05.17.
- **Dimatel** : 7, boulevard Jean-Aicard, 13005 Marseille. Tél. : (91) 47.98.80.
- **S.M.D.** : 60, rue Dabray, 06000 Nice. Tél. : (93) 84.60.28.
- **A.B.C.** : 15, rue Ampère, 03100 Montluçon. Tél. : (70) 05.07.75.
- **Comptoir du Languedoc** : 30, rue du Languedoc, 31200 Toulouse. Tél. : (61) 52.06.21.
- **Tarbelec** : 45 bis, place du Foirail, 65000 Tarbes. Tél. : (62) 93.10.82. – 15, avenue Raymond-Naves, 31500 Toulouse. Tél. : (61) 80.90.80.

KERTRON

- **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604-52-75.

MOSTEK

- **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, Cidex 137, 94150 Rungis Silic. Tél. : 687.23.13/31.36.
- **Martec** : 36, rue Louis-Pasteur, 92100 Boulogne. Tél. : 603.99.88.

MOTOROLA

- **Sté Commerciale Toutelectric** : 15, bd Bonrepos, 31008 Toulouse. Tél. : (61) 62-47-84/62.40.42.
- **Ets. F. Feutrier** : rue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 74.67.33. – 93, route des Fusillés de la Résistance, 92150 Suresnes. Tél. : 772.46.46.
- **Gros S.A.** : 13, rue Victor-Hugo, 59350 Saint-André-Lez-Lille. Tél. : (20) 55-64-70. – 14, avenue du Général-Leclerc, 54000Nancy. Tél. : (28) 24.24.22/32.
- **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13/31.36.

NATIONAL SEMICONDUCTOR

- **Generim** : Z.A. de Courtabœuf, av. des Andes, BP 88, 91403 Orsay. Tél. : 907-78-78.

● **Facen** : 2/6, rue Emile-Rouzé, 59000 Lille. Tél. : (20) 96.93.07. – 110, avenue de Flandre, BP 99, 59290 Wasquehal. Tél. : (20) 72.06.80.

● **Sterc Maissiat** : 2, rue de Sévigné, 44010 Nantes Cédex. Tél. : (40) 71.45.75.

● **Application Electronique** : 14, rue Bayol, 30001 Nîmes. Tél. : (66) 84.99.06. – 10, rue du Chapeau-Rouge, 31300 Toulouse. Tél. : (61) 42.64.28.

● **S.C.A.I.B./Disten** : 80, rue d'Arcueil, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13.

● **R.T.F./Distronique** : 73, avenue Ch. de Gaulle, 92202 Neuilly, Tél. : 747.11.01.

● **C.E.I.M.** : 2 B, rue de la Paix, 76300 Sotteville les Rouen. Tél. : (35) 72.78.86.

● **Ets Debelle** : 13, rue Baptiste Marcet, ZI Fontaine Sassenage, 38600 Fontaine. Tél. : (76) 21.50.27.

● **Fime** : ZA La Cerisaie, 3, rue de Chevilly, 94262 Fresnes. Tél. : 666.95.01.

● **Central Automatismes** : 271, Bd Pinel, 69200 Venissieux. Tél. : (78) 74.06.28.

PLESSEY

● **Dixel** : 52, rue Henri-Barbusse, 92000 Nanterre. Tél. : 204.42.73.

● **Cabus et Raulot** : 49, rue du Village, 13006 Marseille Cedex 2. Tél. : (91) 47.50.50.

● **Nauder** : 23, rue Boissière, 75016 Paris, Tél. : 704.94.80 et 727.77.25.

R.C.A.

● **Radio Equipements Antares** : 14/16, rue Baudin 92301 Levallois-Perret. Tél. : 758.11.11.

● **Almex** : ZI, 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.

● **Tekelec** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.

RADIOTECHNIQUE COMPELEC (R.T.C.)

● **Hohl & Danner** : Z.I. BP 11, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.90.11. – Succursales : 59, rue de Belfort, 68200 Mulhouse. Tél. : (89) 42.11.86. – Nancy, Tél. : (28) 51.42.30.

● **Cedso** : 31, avenue du 18e R.I., 64000 Pau. Tél. : (59) 27.03.56. – 14, avenue Tolosane, 31520 Ramonville-Saint-Agne. Tél. : (61) 81.34.55. – Gradignan. Tél. : (56) 89.04.56.

● **Sté Electronique du Centre** : Z.I., 63008 Cournon et BP 262, 63007 Clermont-Ferrand. Tél. : (73) 84.60.08.

● **Morin Industrie** : 15, place de la Grange, 37300 Tours. Tél. : (47) 55.13.46. – 52, avenue Jean-Jaurès, 10600 La Chapelle-Saint-Luc. Tél. : (25) 43.15.48.

● **Sanelec** : 236, rue du Fg-d'Arras, 59000 Lille. Tél. : (20) 97.93.21.

● **Sertronique (C.E.I.M.)** : 2 bis, rue de la Paix, 76300 Sotteville-les-Rouen. Tél. : (35) 72.78.86. – 60, rue Sagebien, 72040 Le Mans. Tél. : (43) 84.24.60. – ZUP 22300 Lannion. Tél. : (96) 38.40.67. – 42, quai Magellan, 44016 Nantes. Tél. : (40) 47.77.01. – 59, rue Alexandre-Duval, 35000 Rennes. Tél. : (99) 30.78.78.

● **Omnitech** : 15/21, rue Camille-Flammarion, 75018 Paris. Tél. : 257.62.80.

● **R.T.F. Diffusion** : 59-63, rue Desnouettes, 75015 Paris, Tél. : 533.69.43.

● **S.M.D. Promo Electronique** : 49, rue Dabray, 06000 Nice. Tél. : (93) 84.60.28.

● **Disserel** : 32 à 36, rue de Torcy, 75018 Paris. Tél. : 203.60.02.

● **Rhonalco/Isolants du Rhône** : 45, rue des Eaux-Claires, 38000 Grenoble, Tél. : (76) 96.75.63. – 4, rue Roger-Bréchan, 69003 Lyon. Tél. : (78) 53.00.25.

● **Ets Besson** : 2, rue des Marronniers, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 96.10.72.

● **Vedeche Electronique** : 45, rue Saint-Basile, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.01.82.

SEMIKRON

● **Serreau Electronique** : 24, rue des Tilleuls, 35510 Cesson-Sévigné. Tél. : (99) 00.12.51.

● **Fachot Electronique** : 5, bd Robert-Sérot, BP 321, 57007 Metz Cedex. Tél. : (87) 30.28.63/33.67.

● **Sodimep** : 8 avenue Léon-Viala, 31400 Toulouse. Tél. : (61) 52-01-21.

● **Banelec** : 12, rue Louis-Rolland, 92120 Montrouge. Tél. : 655.43.43.

● **Radio-Voltaire** : 150 et 155, av. Ledru-Rollin, 75011 Paris. Tél. : 357.50.11.

● **Goirand** : 1, rue des Résistants, 38400 Saint-Martin-d'Heres. Tél. : (76) 87.30.61.

● **Caron Frères** : rue de Tournai, BP 93, 59230 Saint-Amand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.

● **O.E.S.O.** : rue Saint-Léonard, 87000 Limoges. Tél. : (55) 77.18.71.

● **Sanelec** : 236/240, rue du Fg-d'Arras, 59000 Lille. Tél. : (20) 52.11.21.

● **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert Rochereau, 33041 Talence. Tél. : (56) 91.13.92.

● **A.S.N.-Diffusion** : 86, avenue du Général-Leclerc, 94700 Maisons-Alfort. Tél. : 207.24.03/899.30.32.

● **Dahan** : 3 bis, rue Pierre Loti, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 85.54.64.

● **D.E.E.** : 87 bis, rue Sainte, 13007 Marseille. Tél. : (91) 33.16.68/33.14.84.

● **Dimee** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.

● **E.T.N.** : 8, rue de la Croix-d'Yonville, 76042 Rouen Cedex. Tél. : (35) 88.51.51.

● **L.M.E.I.** : 20, rue de la Mouesse, 58000 Nevers. Tél. : (86) 61.37.68.

● **Morin Industrie** : 52, av. Jean-Jaurès, 10600 La Chapelle-Saint-Luc. Tél. : (25) 43.15.48.

● **Selfco** : 31, rue du Fossé des Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 32.59.33.

● **Tarbelec** : 45 bis, place du Foirail, 65003 Tarbes, Tél. : (62) 93.10.82.

SESCOSEM

● **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert-Rochereau, 33401 Talence. Tél. : (56) 80.24.70. – "Le Moulin Apparent", route de Paris, 86000 Poitiers. Tél. : (49) 88.60.50.

● **Sodimep** : 8, avenue Léon-Viala, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 52.01.21.

● **Cabus et Raulot** : 59 rue du Village, 13006 Marseille Cedex 2. Tél. : (91) 47.97.76.

● **Dimel** : Le Marino, av. Claude-Farrère, 83100 Toulon. Tél. : (94) 41.49.63.

● **Sèdre** : 8 place Paul-Mistral, 38000 Grenoble. Tél. : (76) 87.68.74. Points de vente : 5, bd des Diables-Bleus, 38000 Grenoble. Tél. : (76) 87.90.12. – 27, rue Voltaire, 42000 Saint-Etienne. Tél. : (77) 32.80.57. – 10/12, rue Jean-Bourgey, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 68.30.96.

● **Codirel** : 105, rue Sadi-Carnot, 93170 Bagnolet. Tél. : 287-49-99. – Rue du Grand-Véon, 10000 Troyes. Tél. : (25) 72.24.12.

● **D.I.E.L.** : 73, avenue Pierre-Larousse, 92240 Malakoff.Tél. : 656.70.44.

● **G.E.D.I.S.** : 165/167, rue J.-P. Timbaud, 92400 Courbevoie. Tél. : 788.50.13. – 53, rue de Paris, 92100 Boulogne. Tél. : 604.81.70. – 2, place Gustave-Eiffel, Silic 204, 94528 Rungis Cedex. Tél. : 686.03.86/05.81.

● **S.I.D.E.** : avenue Robert-Schuman, C2 Résidence de l'Europe, 59370 Mons-en Barœul. Tél. : (20) 51.32.42.

● **Selfco** : 31, rue du Fossé-des Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 32.59.33.

● **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.

● **Side** : Résidence Front de Seine, 41, quai du Havre, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.22.99.

● **Centre Electronique diffusion** : ZI 2, rue de l'Industrie, BP 2, 63800 Cournon d'Auvergne. Tél. : (73) 92.14.77.

S.G.S. ATES

● **Auverlec** : 2, rue de l'Industrie, ZI Cournon, 63002 Clermont-Ferrand Cedex. Tél. : (73) 92.14.77.

● **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél : (99) 36.00.58.

● **D.E.L.** : 8, rue des Frères Bertrand, 69632 Vénissieux. Tél. : (78) 69.36.29. – Rue de l'Escaut, ZI de Saint-Apollinaire, 21000 Dijon. Tél. : (80) 71.57.45.

● **Delta Electronique** : ZI Rue Louis-Armand, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (91) 27.31.54.

● **Direct** : 151, rue de Constantine, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.17.98.

● **Irsutti** : 25/27, rue du Mont d'Arène, 51100 Reims. Tél. : (26) 88.31.29.

● **Malbec** : 17, rue du Luxembourg, ZI, 37100 Tours 02. (47) 54.43.96.

● **Rémi** : 18, rue Simon, 51100 Reims. Tél. : (26) 40.06.61.

● **Sérime** : BP 501, ZI, 59113 Seclin. Tél. : (20) 96.93.30.

● **Spélec Composants** : 89, rue Riquet, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 62.34.72/93.56. – 226/228, cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél. : (56) 91.16.96.

● **Auritronic** : 150, bd d'Alsace-Lorraine, 94170 Le Perreux. Tél. : 871.04.53.

● **Euromail** : 8, rue du Port, 92000 Boulogne. Tél. : 603.12.72. – ZI, rue Frédéric-Joliot, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (91) 26.58.11.

● **Gallec** : Centre des Fontenelles, 40, rue des Fontenelles, 92000 Nanterre. Tél. : 774.76.86.

● **Nadis** : 91, rue de la Jonquière, 75017 Paris. Tél. : 229.55.82/48.

SIEMENS

● **Asterlec** : 5 bis, rue S.-Gryphe, 69007 Lyon. Tél. : 72.88.65.

● **Baltzinger** : 18/26, route du Général-de-Gaulle, 67300 Strasbourg-Schiltigheim. Tél. : 33.18.52. – 11, avenue Foch, 57000 Metz. Tél. : 69.18.90. – 131, avenue d'Altkirch, 68200 Mulhouse. Tél. : 44.72.41. – 61/63, rue de la Justice, 54320 Nancy-Maxeville.

● **Cibot Radio** : 1 et 3 rue de Reuilly, 75580 Paris Cedex 12. Tél. : 307.23.07. – 136, bd Diderot, 75012 Paris. Tél. : 307.23.07.

● **Del** : 45, rue Gabriel-Péri, 78210 Saint-Cyr-l'Ecole. Tél. : 460.65.70.

● **Erel** : 6, rue Crozatier, 75012 Paris. Tél. : 345.80.80. – 158, bd Brandenburg, 33000 Bordeaux. Tél. : 50.84.06.

● **Euromail** : Z.I., rue Frédéric-Joliot, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : 26.58.11.

● **Flagelectric** : 47, rue Jules-Verne, Z.I. du Brézet, 63100 Clermont-Ferrand. Tél. : 92.13.46. – 15, rue de la Gare, 15000 Aurillac. Tél. : 48.20.44. – Rue Benoît d'Azy, 03100 Montluçon. Tél. : 05.24.46. – 30, rue de Villars, 03000 Moulins. Tél. : 44.41.21. – 24, rue Ampère, ZI Cusset, 03200 Vichy. Tél. : 98.96.14.

● **Toute la Radio** : 25, rue Gabriel-Péri, 31000 Toulouse. Tél. : 62.31.68.

● **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.

● **Brosse** : 7, rue de la Verrerie, 44000 Nantes. Tél. : 73.75.77.

● **E.T.N.** : 8, rue de la Croix d'Yonville, 76000 Rouen. Tél. : 88.51.51.

● **O.E.S.O.** : 24, rue D. Papin, 16000 Angoulême. Tél. : 92.27.77. – ZI Périgny, 17000 La Rochelle. Tél. : 53.16.35. – 8, avenue de la Libération, 87000 Limoges. Tél. : 77.18.71. – 51, Grande Rue, 17100 Saintes. Tél. : 93.04.18.

● **O.R.T.A.M.** : 11, rue de Crouy, 59100 Roubaix. Tél. : 70.24.16.

● **Radio-Relais** : 18, rue Crozatier, 75012 Paris. Tél. : 344.44.50.

● **R.T.D.** : 4, rue Y. Toudic, 75010 Paris. Tél. : 208.61.72.

● **Stockelec** : 16/18, rue d'Alger, 72000 Le Mans. Tél. : 28.11.54.

SILEC

● **Sodirel** : 24 rue du Vignoble, 57000 Metz-Borny. Tél. : 74.01.38.

● **Direct** : 151/153, rue de Constantine, 76000 Rouen, Tél. : (35) 70.24.23.

● **Comerel** : 15, rue du Colonel-Delorme, 93100 Montreuil. Tél. : 374.50.98.

● **Elic 38** : 8, rue du Grand-Sablon, 38700 La Tronche. Tél. : (76) 42.17.47. – 156 avenue Gabriel-Péri, 69120 Vaulx-en-Velin. Tél. : (78) 68.31.14.

● **Aquitaine Composants** : 226/228, cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél. : (56) 91.13.92.

● **Auverlec** : 2, rue de l'Industrie, Z.I. 63800 Cournon-d'Auvergne. Tél. : 92.14.77.

● **Spelec Composants** : 89, rue Riquet, 31071 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.34.72.

SILICONIX

● **Almex** : 110, rue Pierre Brossolette, 92320 Châtillon. Tél. : 645.02.40.

● **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert-Rochereau, 33400 Talence. Tél. : (56) 91.13.92. – 226/228, cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél. : (56) 91.13.92.

● **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.

● **S.C.A.I.B.** : 15/17, av. de Ségur, 75326 Paris Cedex 07. Tél. : 555.17.20. – 31, quai Rambaud, 69002 Lyon. Tél. : 42.40.92. – 14, rue de Brest, 35000 Rennes. Tél. : 59.40.91.

● **Elic 38** : 8, rue du Grand-Sablon, 38700 La Tronche. Tél. : (76) 42.17.47. – 156, av, Gabriel-Péri, 69120 Vaulx-en-Velin. Tél. : (78) 68.31.14.

● **Sodime** : 192, rue Gustave-Flaubert, 63007 Clermont-Ferrand. Tél. : (73) 93.06.21.

TELEDYNE PHILBRICK

● **Ets F. Feutrier** : rue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 33.33.89. – 93, route des Fusillés de la Résistance, 92150 Suresnes. Tél. : 772.46.46.

● **Dimel** : avenue Claude Farère, 83100 Toulon. Tél. : (94) 41.49.63.

● **E.R.N.** : 20, rue des Acacias, 75017 Paris. Tél. : 755.88.40.

● **Léanord** : 236, rue Sadi-Carnot, 59320 Haubourdin. Tél. : (20) 50.43.00.

● **Selfco** : 31, rue du Fossé des Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 32.59.33.

● **Sterc Maissiat** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cédex. Tél. : (40) 71.45.75.

TEXAS INSTRUMENT

● **Fachot Electronique** : 5, bd Robert-Sérot, BP 321, 57007 Metz Cedex. Tél. : 30.28.63/33.67.

● **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.

● **Radio-Voltaire** : 150 et 155, av Ledru-Rollin, 75011 Paris Tél. : 357.50.11.

● **Radialex** : 74, rue Vendôme, 69457 Lyon Cedex 3. Tél. : 89.45.45.

● **Eltec** : 58, rue Dammartin, 59100 Roubaix. Tél. : (20) 70.56.19/70.34.43.

● **Tekelec Airtronic** : 12, rue Gabriel-Fauré, 35000 Rennes. Tél. (99) 50.62.35. – 281, route d'Espagne, 31300 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 40.24.90/40.38.77. – Cité des Bruyères, rue Carle Vernet, BP 2, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35. – 69, rue Bataille, 69008 Lyon. Tél. : (78) 74.37.40. – 4, rue Fischart, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 61.06.43. – Beaumanoir 7, Allée des Lilas, 13100 Aix-en Provence. Tél. : (91) 27.66.45.

● **Tisco France** : 9, place de Bretagne, 35000 Rennes. Tél. : (99) 79.54.81. – 8, bd de la Gare, 31500 Toulouse. Tél. : (61) 80.64.70/45.66. – La Boursidière, bât. A, RN 186, 92350 Le Plessis Robinson. Tél. : 630.23.43. – 1, avenue de la Chartreuse, 38240 Meylan. Tél. : (76) 90.45.74/49.72. – Quartier Gavet, 83500 La Seyne sur-Mer. Tél. : (94) 94.85.11. – BP 5, 06270 Villeneuve Loubet. Tél. : (93) 20.01.01.

● **Electron** : 20, av. Honoré-Serres, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 62.82.85.

● **Tarbelec** : 45 bis, place du Foirail. 65090 Tarbes. Tél. : (62) 93.10.82.

● **Revimex** : 23, bd Victor-Hugo, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 47.89.05.

● **Parinor** : 104, rue de Maubeuge, 75010 Paris. Tél. : 878.65.55/526.50.24.

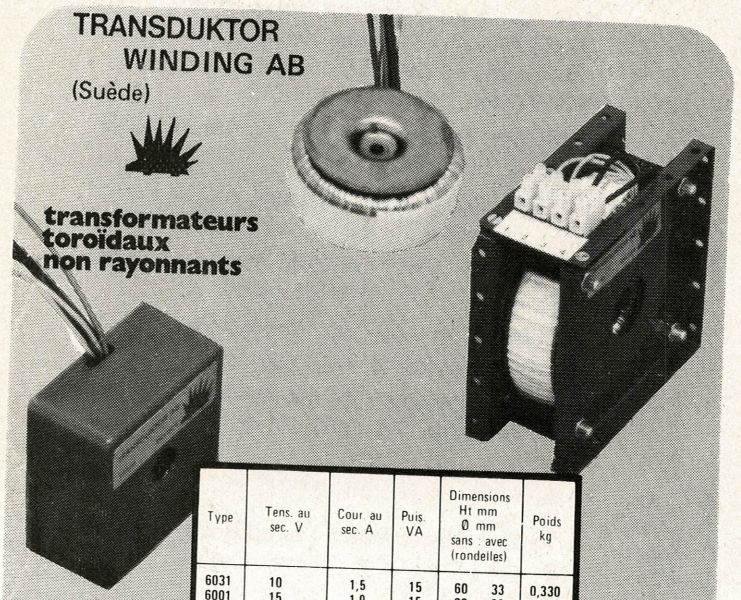
● **Electronique MS** : 89/93, rue des Alpes, 94533 Rungis Cedex L 180. Tél. : 687. 25.16.

● **Industrielle Electrique** : 19, rue Louis Grobet, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.52.06.

● **Sofer** : ZI Est, 83130 La Garde. Tél. : (94) 24.12.79.

TRANSDUKTOR WINDING AB
(Suède)

transformateurs toroïdaux non rayonnants



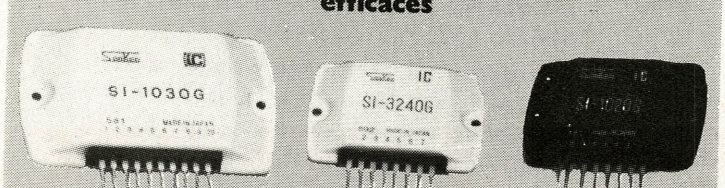
Type	Tens. au sec. V	Cour. au sec. A	Puis. VA	Dimensions Ht mm Ø mm sans	avec (rondelles)	Poids kg
6031	10	1,5	15	60	33	0,330
6001	15	1,0	15	60	33	0,330
6002	30	0,5	15	60	33	0,330
6042	2 x 6	1,25	15	60	33	0,330
6033	2 x 10	0,75	15	60	33	0,330
6038	2 x 12	0,62	15	60	33	0,330
6020	2 x 15	0,5	15	60	33	0,330
6046	2 x 18	0,41	15	60	33	0,330
6032	10	3,0	30	72	34	0,500
6003	24	1,25	30	72	34	0,500
6004	30	1,0	30	72	34	0,500
6043	2 x 6	2,5	30	72	34	0,500
6034	2 x 10	1,5	30	72	34	0,500
6021	2 x 15	1,0	30	72	34	0,500
6047	2 x 18	0,83	30	72	34	0,500
6005	24	2,1	50	82	37	0,650
6006	35	1,4	50	82	37	0,650
6039	110	0,45	50	82	37	0,650
6044	2 x 6	4,1	50	82	37	0,650
6041	2 x 10	2,5	50	82	37	0,650
6022	2 x 15	1,6	50	82	37	0,650
6023	2 x 20	1,25	50	82	37	0,650
6007	15	5,3	80	95	38	1,050
6008	24	3,3	80	95	38	1,050
6009	35	2,3	80	95	38	1,050
6010	42	1,9	80	95	38	1,050
6045	2 x 6	6,6	80	95	38	1,050
6048	2 x 18	2,2	80	95	38	1,050
6024	2 x 22	1,8	80	95	38	1,050
6025	2 x 30	1,3	80	95	38	1,050
6011	24	5,0	120	95	47	1,250
6012	42	2,8	120	95	47	1,250
6035	110	1,0	120	95	47	1,250
6049	2 x 18	3,3	120	95	47	1,250
6026	2 x 22	2,7	120	95	47	1,250
6027	2 x 30	2,0	120	95	47	1,250
6013	24	6,7	160	115	42	1,600
6014	42	3,8	160	115	42	1,600
6015	54	2,9	160	115	42	1,600
6050	2 x 18	4,4	160	115	42	1,600
6028	2 x 22	3,6	160	115	42	1,600
6040	2 x 30	2,6	160	115	42	1,600
6016	24	9,4	225	115	50	2,000
6017	60	3,7	225	115	50	2,000
6036	110	2,0	225	115	50	2,000
6029	2 x 30	3,7	225	115	50	2,000
6018	24	12,5	300	115	60	2,500
6019	60	5,0	300	115	60	2,500
6037	110	2,7	300	115	60	2,500
6030	2 x 30	5,0	300	115	60	2,500
7010	2x5 + 2x13	2,2	80	95		1,000
7310	48	2,8	140	115		1,500
T500	2 x 60	2,7	330	140		3,600

SanKen
(Japon)

Régulateurs de tension hybrides

5,12,15 24 Volts (1,5A.)

amplificateurs hybrides
10,20,30,50Watts efficaces



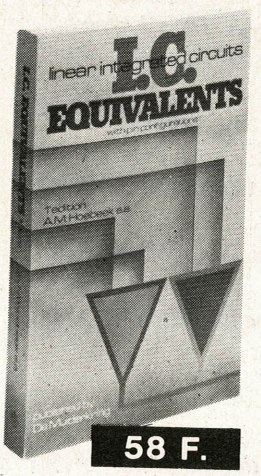
amplificateur opérationnel hybride
SI 10 50 GS

tradelec
12, rue Saint-Merri 75004 Paris - tél. 887 40 90 / 91 - 272 03 87

Agence Parisienne de Distribution

NOUVEAUTÉS

Collection de Muiderkring

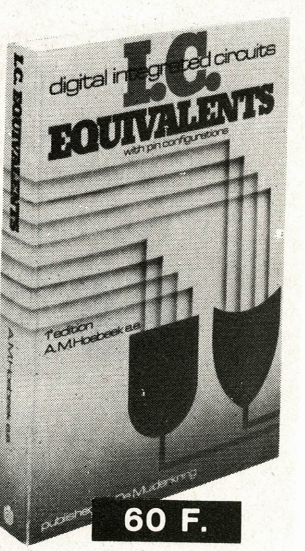


58 F.

EQUIVALENCES DES CIRCUITS LINÉAIRES

Grâce à un tableau synoptique, le lecteur trouvera facilement la façon d'utiliser ce guide et la façon de lire les tables d'équivalences.
Dans ces tables, des types de circuits intégrés linéaires ont été répertoriés avec leurs équivalences ou équivalences proches de remplacement.
La sélection, repérée à la pratique, a été faite à partir des documents de fabrication de 17 fabricants en Europe et aux Etats-Unis.
La deuxième partie du volume, plus de 170 pages, comprend uniquement les brochages des types mentionnés dans les tables.
Un ouvrage de 328 pages, format 145 x 215.
Prix : 58 F.

EQUIVALENCES DES CIRCUITS INTÉGRÉS DIGITAUX



60 F.

Dans ce livre figurent des tableaux de circuits intégrés quelque 7300 exemples y sont répertoriés avec la correspondance équivalente ou des exemples presque équivalents applicables pour des solutions de remplacement.
Comme l'application des circuits intégrés est d'un usage courant de nos jours, chacun dans cette branche y trouvera une référence de travail des plus pratiques.
Un ouvrage de 326 pages, dont 52 pages de schémas de brochages, format 145 x 215.
Prix : 60 F.

En vente : chez votre libraire habituel ou à la

LIBRAIRIE PARISIENNE de la RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 Paris

Energie

Il est curieux de constater les différentes réactions de l'homme face aux réalités de la vie moderne. Le progrès aidant, l'on s'habitue de plus en plus rapidement aux choses nouvelles. Il y a peu de temps, les hommes marchaient sur la lune. Il y a vingt-cinq ans, les enfants que nous étions alors s'émerveillaient devant les premières images de télévision.

L'ELECTRICITE
EDF - Moyens de production

Les plus jeunes d'aujourd'hui, qui sont nés en même temps ou après elle, n'y font plus guère attention. Nous-mêmes, lorsque nous abaissons un interrupteur ou mettons en chauffe notre fer à souder, nous ne nous étonnons plus. Et pourtant... Réfléchissons un peu à la somme de travail, au nombre d'hommes qui ont œuvré, aux sommes fantastiques engagées pour qu'un jour, chez vous, le lustre de votre salle à manger brille de tous ses éclats. Ça ne paraît pas grand'chose cependant. Sans revenir aux temps anciens de la naissance de ce qu'on a appelé à l'époque la « fée électricité », nous voudrions, avec vous, faire un vaste tour d'horizon sur ce qu'est aujourd'hui l'électricité en France, aux côtés d'EDF, formidable entreprise nationale sans qui le minimum de confort journalier que nous n'apprécions plus n'existerait pas.
Nous commencerons précisément par essayer de mieux comprendre et connaître cet établissement public qu'est EDF. Son organisation, ses problèmes, ses réalisations. Nous passerons ensuite en revue la « fabrication » du courant électrique, avec les différents systèmes, le transport et la distribution et enfin, ce que sera l'avenir, avec les centrales nucléaires.

EDF : entreprise nationale

Electricité de France, établissement public à caractère industriel et commercial créé par une loi de 1946 a pour mission de produire, de transporter et de distribuer l'énergie électrique sur l'ensemble du territoire français. Ainsi en 1973, EDF assurait 81 % de la production, la totalité du transport et 96 % de la distribution d'électricité en France. Aujourd'hui, l'effectif du personnel dépasse les 100 000 agents. Un conseil d'administration, composé de représentants de la puissance publique, du personnel et des usagers, gère l'établissement. Les différentes activités exercées par EDF sont placées sous le contrôle du C.A. et l'autorité du Directeur général. Elles sont réparties en plusieurs directions :

— la Direction de l'Equipement (3000 agents), chargée de construire les centrales électriques.

— la Direction Production — Transport (21 000 agents), qui gère les centrales et le réseau d'interconnexions.

— la Direction de la Distribution (66 000 agents) qui gère les réseaux moyenne et basse tension (MT-BT) ainsi que la presque totalité de la clientèle.

— la Direction des études et recherches, des services financiers et juridiques, des affaires générales, des affaires extérieures et de la Coopération.
Les directions de la distribution, du personnel, et des affaires générales sont communes à EDF et à GDF, autre établissement public créé par la même loi de 1946.

L'équipement thermique classique

La production nationale d'énergie électrique est actuellement assurée à 70 % environ par les centrales thermiques classiques. Cette proportion est appelée à s'accroître au cours des prochaines années. Dès 1947, EDF s'est engagé dans la construction d'unités d'exploitation autonomes de types normalisés, chaque type étant caractérisé par un niveau de puissance au « palier technique ». Cette méthode a permis de réduire les frais d'étude, ainsi que les délais et les coûts d'installation. D'autre part, l'augmentation de puissance des unités thermiques a conduit à une économie des frais d'investissements par kW installé et des frais d'exploitation par kW/h produit. Ainsi, ont été inaugurés successivement :

— en 1955 le palier 125 MW
— en 1961 le palier 250 MW
— en 1968 le palier 600 MW

Fin 1973, le nombre de groupes en service atteignait :

— 38 pour le palier 125 MW
— 34 pour le palier 250 MW
— 5 pour le palier 600 MW

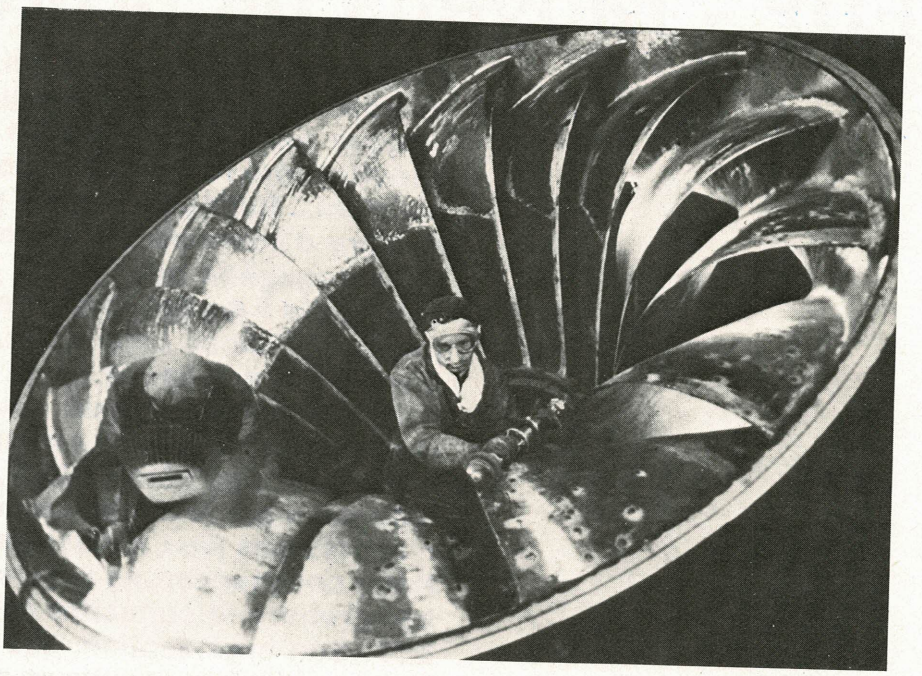
Rappelons au passage que la puissance des groupes thermiques s'exprime généralement en MW (mégawatt) ; 1 MW : 1000 kilowatts soit 1359 chevaux environ.

L'équipement hydraulique

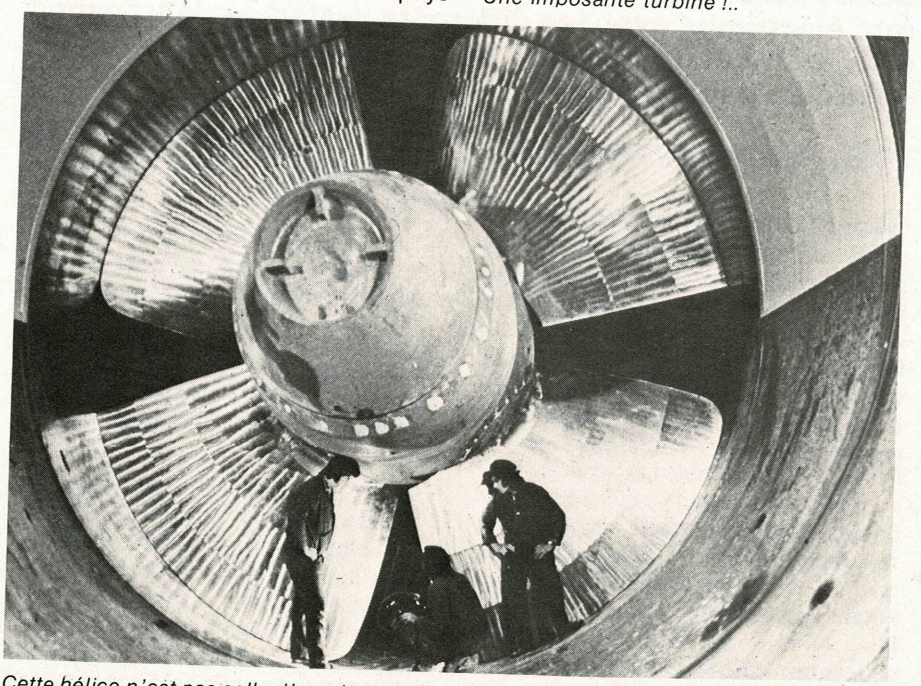
Alors que, jusqu'en 1963, l'équipement hydraulique avait permis de couvrir environ la moitié des besoins du pays en énergie électrique, en 1973, cette proportion tombait déjà à 27 %. Peu d'ouvrages en effet ont été mis en service au cours des récentes années, et peu de sites rentables restent à équiper.

Les Alpes jouent un rôle prépondérant dans la production hydraulique française. Outre les barrages de montagne dont les plus importants sont ceux de Roselend, de Tignes et de Serre-Ponçon, elles assurent pour l'essentiel l'alimentation des barrages établis sur le Rhin et sur le Rhône.

Ainsi, la production hydraulique d'origine alpestre représente en moyenne 72 % de la production totale hydraulique. La part des Pyrénées atteint 12 % et celle du reste de la France (Massif Central essentiellement) 16 %. A noter que les ouvrages hydrauliques ainsi construits et exploités ne servent pas seulement à produire de l'électricité. Ils permettent à produire de l'électricité. Ils permettent parfois de régulariser le cours de certaines rivières torrentueuses, telle la Durance. Sur le Rhône et sur le Rhin, ils ouvrent de vastes possibilités à la navigation fluviale. Enfin, ils créent des réserves hydrauliques utilisées à des fins multiples : irrigation de terres agricoles, navigation et sports nautiques lorsque le site est favorable. Un des plus importants barrages, celui de Serre-Ponçon, construit en encochements et terre compactée crée une réserve de 1,2 milliard de mètres cubes. Celui de Tignes, 230 millions de m^3.



Une imposante turbine !..



Cette hélice n'est pas celle d'un gigantesque paquebot, mais celle d'une usine hydroélectrique...

L'équipement thermique nucléaire

Au cours de l'année 1973, l'équipement nucléaire français a produit 14 milliards de kWh, soit 8 % des 174 milliards de kWh de la production totale. Il comportait essentiellement des centrales relevant de la filière uranium naturel — graphite — gaz carbonique, construites sur la Loire, près de Chinon et à St-Laurent-des-Eaux, ainsi que sur le Rhône, en amont de Lyon (site du Bugey).

La crise pétrolière, survenue en octobre 1973, a provoqué en quelques mois le quadruplement du prix du fuel-oil, principal combustible des centrales thermiques classiques. L'électricité produite à partir du pétrole devenait deux fois plus chère que celle que pouvaient fournir les centrales nucléaires. Dans ces conditions, le gouvernement décida d'engager rapidement un programme nucléaire massif

fondé sur la filière à uranium enrichi — eau ordinaire — EDF possédait déjà une certaine expérience de cette filière grâce à la centrale franco-belge de Chooz (280 MW) mise en service dans les Ardennes en 1967, et, bien avant la crise pétrolière, un programme comportant des unités beaucoup plus puissantes (900 à 1000 MW) avait été engagé. Ainsi, en 1970 et 73, six unités (en tranches) à uranium enrichi ont été mises en chantier sur les sites de Fessenheim et du Bugey.

Selon le nouveau programme, six tranches nouvelles ont été engagées en 1974, et sept en 1975. Le rythme annuel de sept tranches restera constant, en principe, jusqu'en 1980. Dans cette perspective, la production nucléaire française devrait atteindre en 1985, 295 milliards de kWh soit 70 % d'une production totale estimée pour cette date à 420 milliards de kWh. Grâce à cet effort, la consommation de fuel-oil par EDF, après avoir connu un maximum de 20-25 millions de tonnes en 1979, devrait redescendre aux environs de 5 millions de tonnes en 1985. En 1973, la mise en service de Phénix, première centrale française équipée d'un réacteur surrégénérateur à neutrons rapides, revêt un grand intérêt, car ce type de réacteur doit, si Phénix confirme l'excellent comportement de ses débuts, permettre de multiplier par un facteur très important les disponibilités en combustible nucléaire. Phénix est installée sur le site de Marcoule, à 30 km au nord d'Avignon. Sa puissance électrique correspond au palier normalisé de 250 MW.

Le transport et la distribution

Les mouvements d'énergie sur les 35 000 km de lignes du réseau national d'interconnexion sont contrôlés par un dispatching national et huit dispatchings régionaux. Ce réseau de grand transport utilise les tensions 150 000, 225 000 et 380 000 volts. L'utilisation d'un échelon de tension supérieure est désormais envisagée et des ouvrages pouvant fonctionner sous 750 000 volts sont à l'étude. Les réseaux de répartition et de distribution qui acheminent l'énergie électrique entre les postes d'interconnexion et les usagers comprennent 420 000 km de lignes à haute et moyenne tension et 550 000 km de lignes à basse tension. L'exploitation des réseaux MT et BT est confiée à la direction de la distribution. EDF a décidé, en 1962, de normaliser progressivement à 20 000 volts l'ensemble du réseau MT.

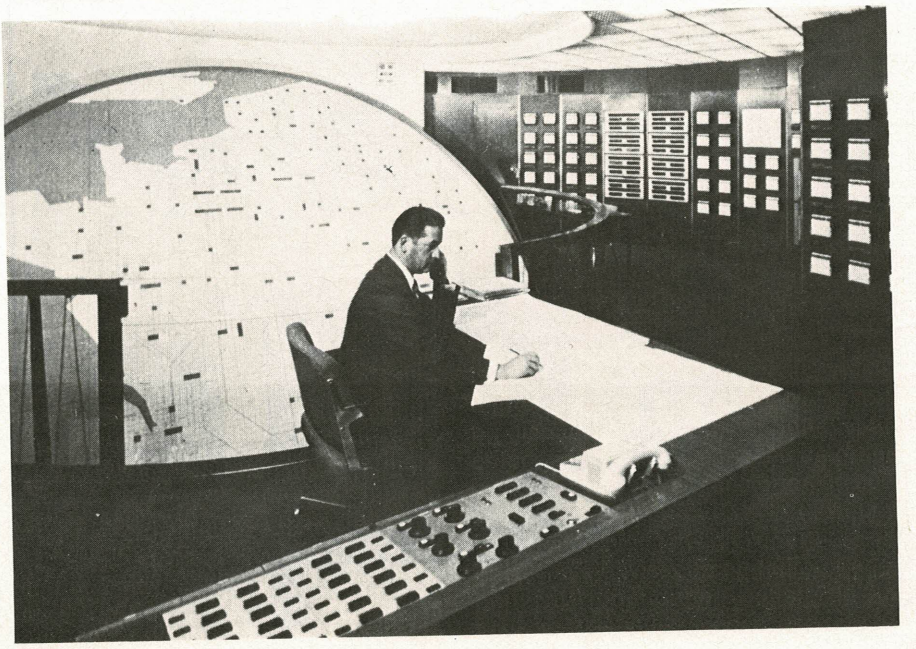
Le progrès des techniques

Les études et les essais, qui sont nécessaires pour résoudre les problèmes scientifiques et techniques que posent la conception, la réalisation et l'exploitation des ouvrages de production , de transport et de distribution, sont effectués dans les centres de recherches et d'essais EDF, en liaison étroite avec les constructeurs et les laboratoires scientifiques. Ces centres de recherche sont équipés de moyens d'essais importants et modernes, ainsi que de puissants ordinateurs qui permettent, non seulement d'expérimenter ou de contrôler les matériels de toute nature qui entrent dans la constitution des réseaux et des centrales, mais également de préparer le futur par des recherches plus avancées. Les nouvelles techniques d'utilisation de l'électricité, qui peuvent se révéler satisfaisantes pour les usagers, et rationnelles pour l'économie nationale (comme par ex. le chauffage électrique) ou les applications industrielles, agricoles, etc. font également l'objet d'études approfondies. Enfin, il faut aussi noter que les centres de recherches sont aussi chargés de promouvoir la normalisation du matériel et d'analyser la documentation technique qui est nécessaire à l'établissement.

La formation et le perfectionnement du personnel

EDF veille à la formation et au perfectionnement de ses agents à tous les niveaux hiérarchiques. Les jeunes ouvriers qualifiés et les agents de maitrise techniques sont formés dans des écoles de métiers qui participent également à la réadaptation et au perfectionnement professionnel. Sept à huit cents jeunes gens environ sortent chaque année de 5 écoles de métiers qui dispensent une formation à la fois générale, technique et humaine. Le perfectionnement professionnel est également assuré dans des centres spécialisés créés parfois pour répondre à des besoins particuliers résultant de l'évolution des techniques telle que la généralisation du travail sous tension.

Un effort important est également réalisé pour le perfectionnement des cadres, qui bénéficient de stages de formules très diversifiées, visant à développer les compétences et les qualités qui leur seront nécessaires pour faire face à leurs responsabilités aussi bien dans les domaines techniques que dans celui des relations humaines.



Le dispatching central de PARIS.

La coopération technique

L'originalité et l'efficacité des méthodes pédagogiques pratiquées dans ces écoles ont attiré l'attention de nombreux pays étrangers. Il existe dans 60 pays étrangers, plus de 120 écoles ou centres en service, créés selon le modèle de ceux d'EDF, avec l'assistance de ses techniciens. De nombreux autres sont en cours d'étude ou de réalisation. Ces actions sont confiées, à l'initiative d'une direction spécialisée d'EDF, la DAFECO, responsable de toutes les relations avec l'étranger. En outre, EDF, soit directement, soit par l'intermédiaire de la Sté-Sofrelec à laquelle elle participe activement, assure la diffusion de ses techniques vers les pays étrangers, exporte son ingéniérie et intervient dans les opérations d'assistance technique bilatérale ou multilatérale dans le domaine de l'énergie électrique.

Les centrales thermiques classiques

La production thermique classique a pris en France une importance prépondérante. En 1973, sur une production totale de 174,5 milliards de kWh, le thermique classique représentait 65 %, le nucléaire 8 % et l'hydraulique 27 %. Pendant longtemps cependant, le thermique et l'hydraulique ont progressé parallèlement et à égalité d'importance. Mais 1961 fut l'année où une égalité approximative fut constatée entre ces deux types de production. L'épuisement progressif des sites hydrauliques rentables a rendu cette évolution irréversible et, désormais, c'est surtout en deux types de production thermique que se répartissent les centrales en construction : le thermique classique et le nucléaire. Mais la crise pétrolière de 1973 a précipité le triomphe du nucléaire. Dès à présent, la plupart des centrales dont la construction est programmée sera de type nucléaire. Cependant même si, peu à peu, elles doivent céder la place aux centrales nucléaires, les grandes centrales thermiques classiques n'en constituent pas moins des réalisations remarquables. Elles sont le fruit de progrès techniques spectaculaires qui ont permis une baisse constante du prix de revient du kWh.

Comment fonctionne une centrale thermique classique ?

Une usine thermique produit de l'énergie électrique à partir de l'énergie calorifique obtenue en brûlant du charbon ou d'autres combustibles (fuel-oil le plus souvent). On peut schématiser son fonctionnement de la façon suivante :

- Si le combustible est du charbon, celui-ci est extrait mécaniquement du parc de stockage, puis transformé dans les broyeurs en poussière impalpable. Mélangé préalablement à de l'air réchauffé, il est injecté ensuite dans des brûleurs, dans la chambre de combustion du générateur de vapeur.
- Si le combustible est du fuel-oil, celui-ci est réchauffé pour accroître sa fluidité et injecté dans des brûleurs de type adapté.

La chaleur dégagée par la combustion vaporise l'eau qui circule dans les tubes tapissant les parois de la chambre de combustion. La chaleur contenue dans les gaz de combustion est ensuite utilisée successivement :

a) pour réchauffer la vapeur au sortir du générateur de vapeur et resurchauffer la vapeur ayant déjà accompli un certain travail dans la turbine.

b) pour réchauffer l'eau revenant du condenseur à la chaudière (dans l'économiseur).

c) enfin, pour réchauffer l'air extérieur destiné à la combustion.

Ainsi, le maximum de calories sont-elles récupérées, ce qui accroît sensiblement le rendement des installations. Dans les centrales qui brûlent du charbon, avant de prendre le chemin des hautes cheminées, les gaz de combustion passent par de vastes dépoussiéreurs électrostatiques où ils perdent la quasi-totalité des cendres volantes qu'ils ont entraînées avec eux. Ces cendres sont stockées, car elles sont utilisées dans certaines industries (telles les cimenteries).

L'eau, chimiquement pure, qui circule sous une très haute pression dans les tubes du générateur de vapeur se transforme, sous l'effet de la chaleur, en vapeur qui atteint une très haute température. Cette vapeur se détend progressivement dans les trois corps : haute, moyenne et basse pression de la turbine, pour aller se liquéfier dans le condenseur où la pression descend tout près du vide absolu. L'eau est reprise aussitôt par des pompes, réchauffée par des soutirages de vapeur et par la chaleur émanant des gaz de combustion, avant d'être réinjectée dans le réservoir du générateur de vapeur.

L'eau de refroidissement nécessaire à la condensation de vapeur, est prélevée sur le cours d'eau voisin et dirigée sur le condenseur. Elle est restituée après usage à une température accrue de quelques degrés. L'énergie mécanique engendrée par la vapeur circulant dans la turbine se transforme dans l'alternateur en énergie électrique. Un transfo élève la tension au niveau de celle du réseau de transport du courant électrique ainsi obtenu.

Les progrès du rendement thermique dans les centrales

D'une manière générale, on peut dire que le rendement thermique obtenu par le cycle de la vapeur, extrêmement bas au début du siècle (13 %), s'est considérablement accru, puisqu'il atteint aujourd'hui dans le meilleur des cas, il est vrai, plus de 40 %. Dans l'état actuel des techniques, ce niveau constitue un seuil à partir duquel le coût des installations nécessaires

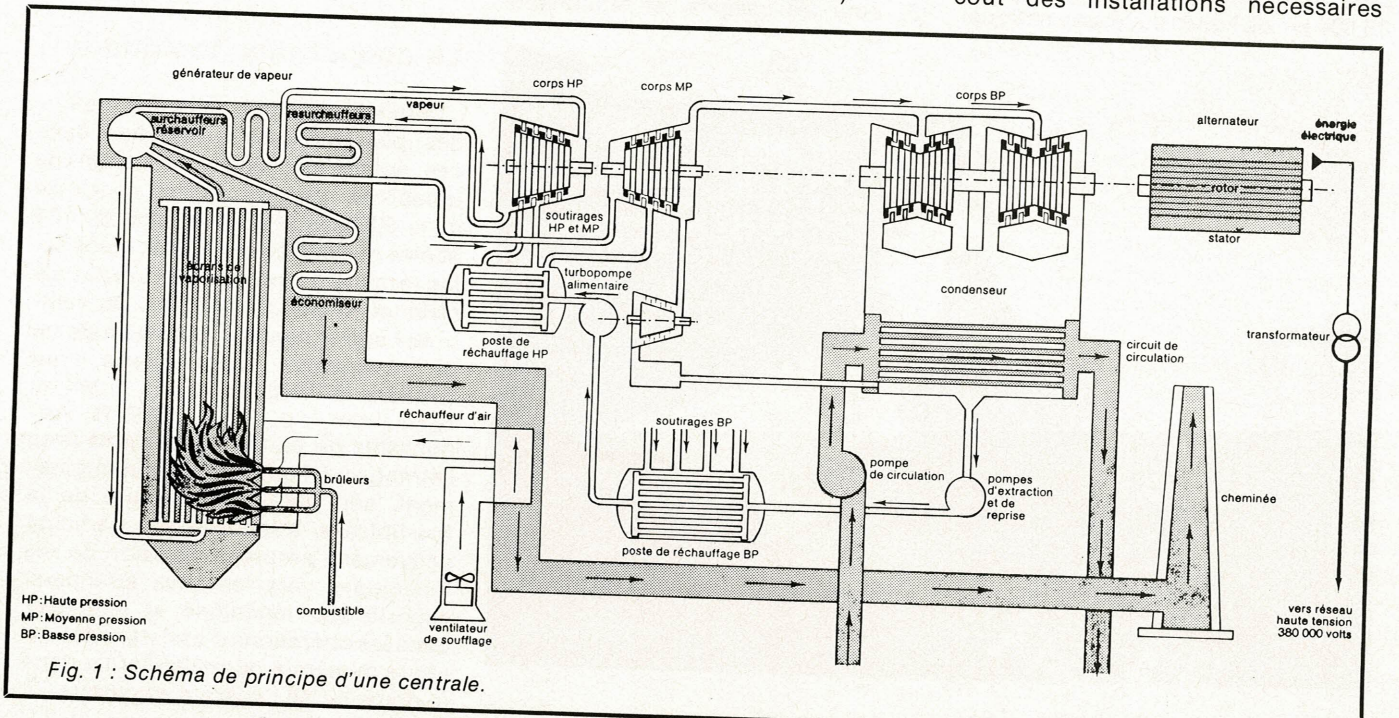
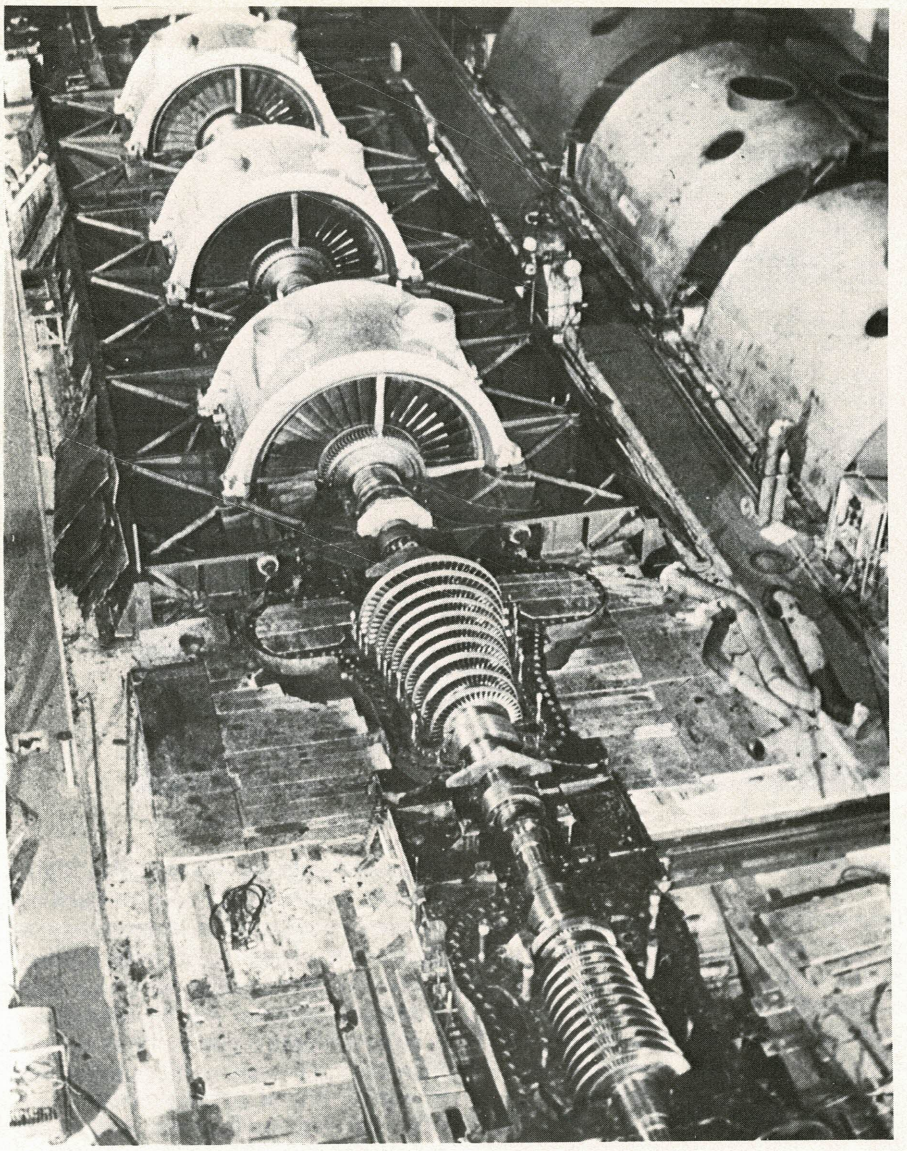


Fig. 1 : Schéma de principe d'une centrale.



Turbine d'un groupe de 600 mW (centrale de Cordemais).

pour accroître le rendement dépasserait l'économie de combustible qui en résulterait. C'est pourquoi on préfère aujourd'hui augmenter la puissance unitaire des groupes, les plus fortes unités s'avérant les plus économiques, en ce sens qu'elles permettent de réduire les dépenses d'investissement et d'exploitation.

Le perfectionnment du cycle thermodynamique a permis d'améliorer peu à peu le rendement des centrales, de telle sorte que leur consommation spécifique moyenne de combustible n'a cessé de décroître depuis 1947. Il ne faut plus aujourd'hui que 2300 millithermies environ pour produire 1 kWh, alors qu'il en fallait environ 5 000 voici 25 ans. Ces améliorations ont résulté d'augmentations successives de la pression et de la température de la vapeur, lesquelles, dans un groupe de 600 MW de Porcheville par exemple, sont respectivement de 165 bars et de 565 °C. A ce titre de comparaison, on rappellera qu'en 1920, la pression de la vapeur n'était encore que de 12 bars et sa température de 300 °C.

Mais d'autres facteurs ont également contribué à l'essor spectaculaire de la production thermoélectrique au cours des 25 dernières années. Ainsi, la standardisation du matériel a permis de réduire dans de notables proportions les travaux d'installation. Les progrès accomplis par la métallurgie ont, d'autre part, rendu possible l'amélioration du cycle thermodynamique, par accroissement de la pression et de la température de la vapeur, à son admission dans la turbine. En outre, depuis 1951, la technique dite « de resurchauffe », utilisée pour la centrale de Creil, fut généralisée. Pour comprendre en quoi consiste cette technique, il faut se rappeler que la vapeur, au sortir du réservoir du générateur, passe par des surchauffeurs qui la portent à l'état de gaz parfait, après quoi elle est envoyée dans les différents corps de la turbine où elle se détend. Dans le cycle à resurchauffe, la vapeur commence par se détendre partiellement dans le corps haute pression de la turbine, puis elle retourne au générateur de vapeur pour y être « resurchauffée », c'est-à-dire portée à un niveau de température plus élevé avant de poursuivre sa détente dans les corps à moyenne et à basse pression de la turbine. Il résulte donc bien une amélioration du rendement.

Les progrès de la construction électrique

De son côté, la construction électrique a accompli des progrès considérables, mettant notamment au point un système de refroidissement à l'hydrogène des stators et des rotors, c'est-à-dire des parties fixes et mobiles des alternateurs. Avec l'augmentation des puissances unitaires (250 et 600 MW), au refroidissement par hydrogène fut associé le refroidissement par circulation d'eau des barres stators. L'isolement des conducteurs a été également perfectionné, de façon à admettre de fortes densités de courant. L'étape décisive fut, en 1950, l'adoption du « palier technique » dont nous avons déjà parlé, à 125 MW, et la mise en chantiers d'équipements du type « tranches normalisées », c'est-à-dire d'équipements conçus pour être réalisés en série. Auparavant en effet, le parc thermique d'EDF, hérité des anciennes compagnies privées comprenait des installations très disparates, dont les caractéristiques différaient selon l'âge des centrales, ce qui ne facilitait pas une exploitation rationnelle. Il importait donc, si l'on voulait parvenir à augmenter la production tout en abaissant le prix de revient du kWh, de normaliser les caractéristiques des installations, de telle sorte que les études théoriques d'une part, les travaux d'équipement d'autre part, soient menés en fonction d'un plan d'ensemble qui permette de répartir une partie des charges d'investissement sur plusieurs dizaines d'unités, au lieu de les bloquer sur la réalisation d'installations uniques en leur genre.

La conception des paliers techniques, fruit de plusieurs années d'études et de recherches menées en commun par les ingénieurs d'EDF et par les constructeurs, opéra de profonds changements dans les méthodes de construction, d'exploitation et de gestion des centrales thermiques. Désormais, en effet, celles-ci sont construites par tranches, c'est-à-dire par unités de production, identiques mais autonomes. Chaque tranche comprend un générateur de vapeur, un groupe turbo-alternateur et un transfo-élévateur raccordé au réseau. Il en résulte une simplification du schéma thermique et du schéma électrique, simplification qui a permis d'adopter pour l'ensemble des installations un schéma de type unitaire.

La notion de tranche a naturellement

Le méthanier « Jules Verne » (200 m de long et 25 de large) apporte au Havre le gaz liquéfié d'Algérie.

été étendue aux auxiliaires des groupes, tels que pompes, disjoncteurs, etc. qui sont également normalisés. Ce matériel peut donc être construit en série, ce qui diminue son coût.

Rationalisation des tâches

La simplification des schémas a également d'importantes conséquences sur l'organisation des services chargés de la conduite de l'exploitation. Où plusieurs agents étaient nécessaires, pour contrôler les panneaux de commande des anciennes centrales, il suffit à présent d'un chef de bloc, assisté de quelques rondiers, responsable de la bonne marche de l'installation, pour conduire et surveiller le fonctionnement d'une tranche normalisée. Un tel progrés a été rendu possible par le développement de plus en plus poussé de l'automatisme. Aujourd'hui, les principaux appareils de mesure, ainsi que les organes de commande à distance, sont rassemblés dans une salle de commande unique, d'où il est aisé de diriger la marche d'une tranche en fonction des informations reçues. Cette salle technique est le véritable « cœur » de la centrale.
Ce matériel, qui fonctionne à des températures et sous des pressions très élevées, fait l'objet d'une constante surveillance et de contrôles qui nécessitent des essais et des calculs d'une extrême complexité. Une organisation très poussée préside aux travaux d'entretien qui visent à réduire le nombre et la durée au minimum des pannes.

Les étapes du progrès

Depuis 1955, année de la mise en service à Creil, près de Paris, de la première centrale à tranches normalisées de 125 MW, 38 unités du même palier technique, ont été mises en service par EDF. Les résultats obtenus furent si encourageants que, moins de dix ans plus tard, en 1961, EDF décidait de réaliser un nouveau programme d'équipement d'un palier technique à 250 MW. 34 unités de ce palier sont actuellement en service, et trois autres en construction.
En 1968, enfin, une troisième étape a été franchie avec la mise en service, à Porcheville, de la première unité du palier technique à 600 MW, en attendant sa prochaine extension à 700 MW. Cinq unités de 600 MW sont d'ores et déjà en service dans les centrales de Porcheville, du Havre et de Cardemais. Au 1er janvier 1974, deux unités 600 MW et quatre 700 MW étaient en construction, peut-être les dernières du programme thermique classique.

A court terme, prépondérance marquée du fuel-oil

Les centrales thermiques classiques peuvent brûler des combustibles variés :
— solides, comme le charbon, le lignite
— liquides, comme le fuel
— gazeux, comme le gaz naturel ou celui des hauts-fourneaux.
Dans la pratique cependant, la gamme des combustibles susceptibles d'être utilisés en quantités massives dans les meilleures conditions d'économie et de rendement est sensiblement moins riche. En ce domaine, les choix sont d'ailleurs délicats, car ils dépendent d'une multitude de facteurs, et en particulier de l'évolution du marché des énergies, lequel est influencé à son tour par les fluctuations des cours mondiaux de certaines formes d'énergie primaire (comme le pétrole), soumis aux aléas de la politique internationale.

En fait, et compte-tenu des exceptions que constituent l'exploitation du gisement du lignite des Landes et celle du gaz naturel de Lacq, seuls le charbon et le fuel entrent réellement en concurrence, la totalité des autres combustibles brûlés dans les centrales thermiques classiques ne représentant qu'un modeste pourcentage de la consommation globale.

En 1973, le charbon dont le rôle fut longtemps prépondérant n'assurait plus que 23 % de la production thermique française, la part du fuel, en accroissement constant, atteignant 54 %. Cette évolution s'est poursuivie et la consommation devrait continuer à s'accroître jusque vers 1980, époque à laquelle la généralisation du nucléaire portera ses fruits. Le rôle prépondérant acquis par le fuel est devenu aujourd'hui une source de préoccupations. La baisse rapide et profonde de son prix avait précipité la régression charbonnière. Sa remontée brutale en 1974 provoque un retour de faveur du charbon dans les pays

comme les USA, l'Allemagne et la Grande-Bretagne. En France, la pauvreté des gisements et les difficultés d'extraction rendent le charbon national peu compétitif même dans la nouvelle conjoncture et beaucoup plus cher que l'énergie.
Pour faciliter l'alimentation des centrales en fuel, on les construit le plus possible à proximité des raffineries de pétrole. C'est le cas, par exemple, de la centrale de Martigues-Ponteau qui produit une partie de l'énergie électrique nécessaire au complexe industriel De Fos-sur-Mer. C'est aussi le cas de Cordemais, implantée à proximité des grandes raffineries de l'estuaire de la Loire. L'emploi du fuel-oil, qui nécessite d'importantes installations de stockage, exige aussi des installations particulières de réchauffage. Ce sous-produit du pétrole est en effet trop visqueux à température normale pour être utilisé tel quel. Il faut donc le réchauffer pour le rendre fluide, au moyen notamment d'âmes chauffantes placées à l'intérieur des canalisations. Maintenu à une température de 50 °C dans les réservoirs, il est porté à 110 °C avant d'être injecté sous pression dans les brûleurs.

Techniques utilisées contre la corrosion

Mais la combustion du fuel-oil présente aussi certains risques de corrosion. Selon les produits pétroliers dont il est issu, le fuel contient en effet une plus ou moins grande proportion de soufre (de 2 à 4 %), sans parler de cendres minérales, de métaux comme le vanadium et de divers métalloïdes. En se combinant avec l'oxygène nécessaire à la combustion, le soufre produit de l'anhydride sulfureux et, en très faible proportion, de l'anhydride sulfurique, lequel se combine à son tour avec la vapeur d'eau contenue dans les gaz de combustion pour former de l'acide sulfurique. Ce dernier produit, même dilué et à basses températures, attaque les surfaces métalliques et forme des dépôts qui peuvent obstruer les échangeurs et les conduits de fumée. Ces dépôts peuvent, dans certains cas, provoquer l'envolée accidentelle de fumerons acides.

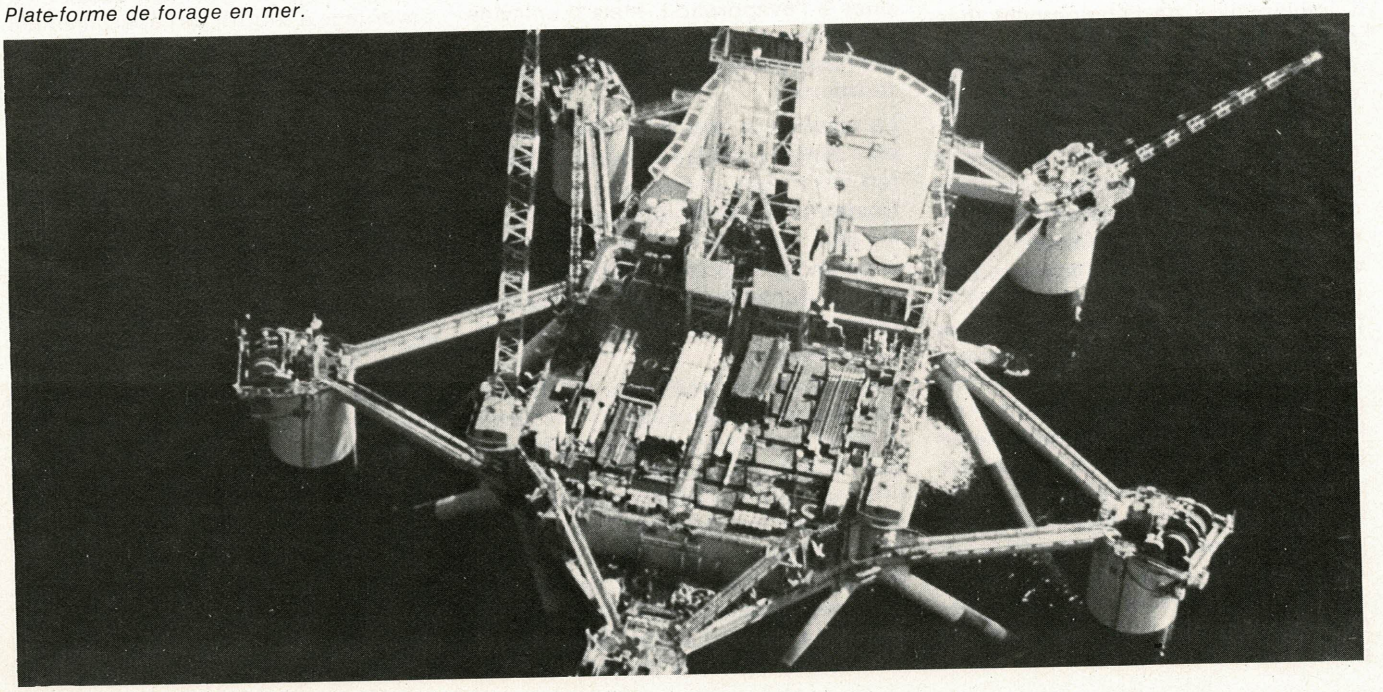
Pour remédier à ces inconvénients, on pourrait évidemment éliminer, par un procédé de filtrage le soufre contenu dans le fuel, mais tous les procédés connus sont très, très coûteux. Aussi, EDF a mis au point une méthode moins onéreuse, qui consiste à réduire dans de notables proportions la formation de l'anhydride sulfurique, grâce à un contrôle rigoureux de l'apport d'oxygène nécessaire à la combustion. C'est la méthode dite « de combustion à faible excès d'air ». Expérimentée pour la première fois en 1963 à Nantes, cette méthode donne aujourd'hui d'excellents résultats.

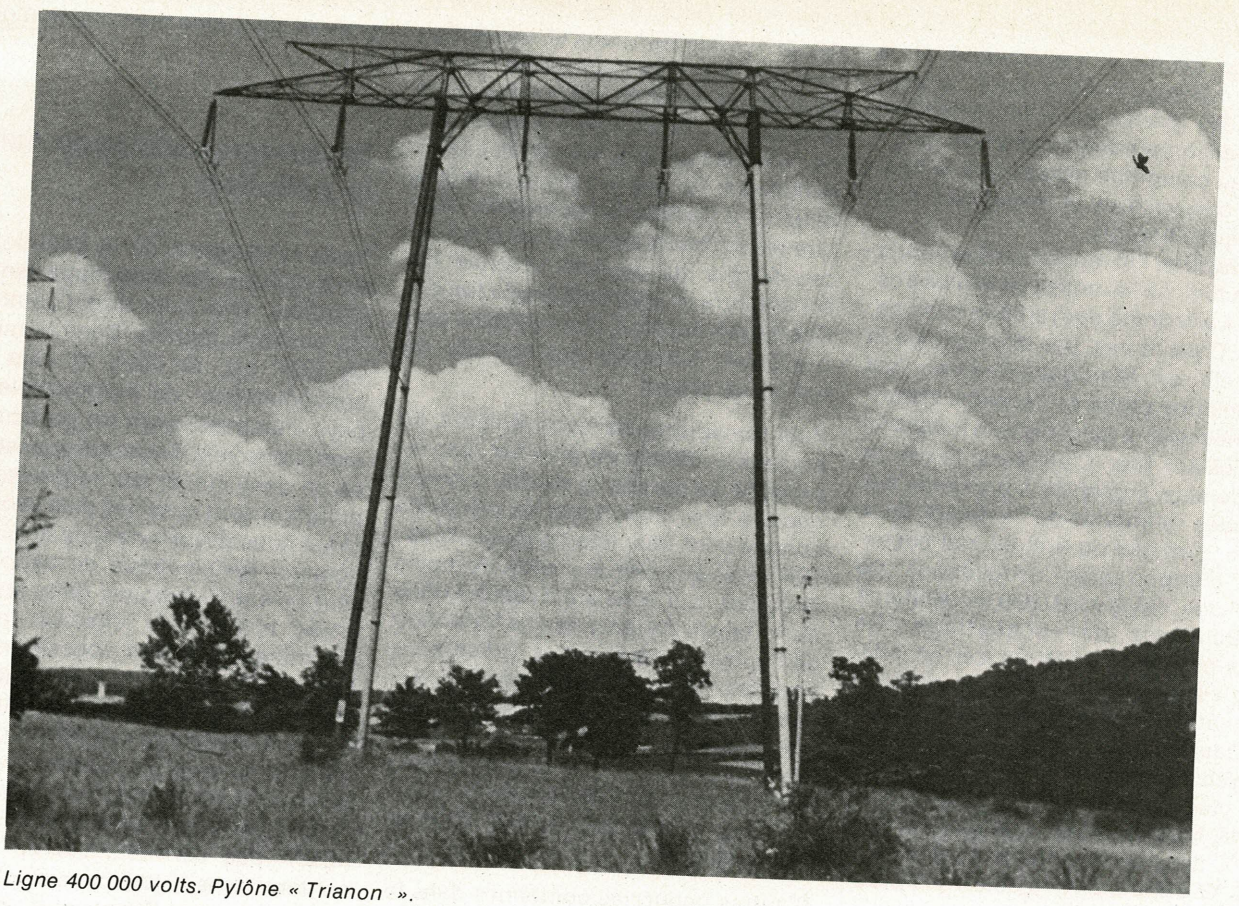
D'autres impuretés contenues dans le fuel risquent d'attaquer à hautes températures (supérieures à 200 °C) des organes essentiels de machines. On a donc recherché de nouvelles nuances d'acier, capables de résister à ces agents de corrosion. On a également modifié les températures, et l'on a eu, enfin, recours à certains produits chimiques, capables de neutraliser, ou tout au moins d'atténuer le plus possible l'action de ces agents corrosifs. Tous ces procédés ont contribué à supprimer une grande partie des inconvénients résultat de l'emploi du fuel-oil comme combustible dans les grandes centrales thermiques modernes.

Techniques utilisées contre la pollution

Reste la question de la pollution atmosphérique qui préoccupe tant aujourd'hui, et à juste titre, l'opinion et les pouvoirs publics. Dans la mesure où EDF est, de loin, le plus gros consommateur de combustibles du pays, l'établissement est particulièrement conscient de ses responsabilités en ce domaine, et ses méthodes antipollution sont aussi les plus évoluées. Nous nous devons de rappeler ici que l'emploi systématique de dépoussiéreurs électro-statiques dans les centrales brûlant du charbon permet d'éliminer 99 % des poussières rejetées et que le faible pourcentage des rejets solides résiduels est dispersé dans les meilleures conditions par des cheminées dont la hauteur, souvent imposante, est fonction des sites et de l'importance des installations. L'élimination des dérivés naifs du soufre contenu dans le fuel pose aux techniciens des problèmes plus délicats puisque, nous venons de le voir, la désulfuration préalable de ce combustible s'avère trop onéreuse et que celle du gaz de combustion n'a pas encore atteint le stade industriel. En revanche, la technique de la combustion à faible excès d'air, dont nous avons déjà parlé, permet de réduire dans d'importantes proportions la formation d'anhydride sulfurique. La hauteur des cheminées, calculée, comme celle des centrales à charbon, en tenant compte du site, des courants atmosphériques et de l'importance des installations,

Plate-forme de forage en mer.





Ligne 400 000 volts. Pylône « Trianon ».

assure la plus large dispersion des rejets gazeux. Des appareils de mesure contrôlent d'ailleurs en permanence la proportion d'anhydride sulfurique rejeté au voisinage des centrales. Enfin, si les conditions météorologiques sont défavorables, par brouillard ou en cas de bas plafond nuageux, on brûle du fuel à faible teneur en soufre (mais dont le prix est plus élevé), afin de diminuer encore les risques de pollution.

L'implantation des centrales thermiques

L'implantation de l'équipement thermique répond à des considérations économiques autant qu'à des données géographiques. D'une façon très générale, et jusqu'à un passé récent, les moyens de production thermique étaient surtout concentrés sur le Nord de la France où les ressources minières sont les plus importantes, tandis que les ressources hydrauliques font pratiquement défaut. D'autre part et pour d'évidentes raisons d'économie de transport, de puissantes centrales ont été construites à proximité des grandes villes, et notamment autour de Paris. On en a également implanté en bordure de mer. S'il peut en résulter parfois une majoration du coût de transport de l'énergie électrique, l'approvisionnement en combustible en est, par contre, rendu plus facile. Mais surtout, l'alimentation en eau de refroidissement ne pose plus de problèmes.

Les turbines à vapeur les plus modernes ne transformant en énergie mécanique qu'une partie seulement de l'énergie calorifique qui lui est fournie, il importe d'évacuer l'excédent de cette énergie calorifique (soit 55 % env.), en la transférant en eau de réfrigération. Ce transfert peut s'opérer en circuit fermé. C'est le cas des réfrigérants atmosphériques qui refroidissent l'eau des condenseurs par convection et évaporation au contact de l'air ambiant. Ce procédé a l'avantage de ne nécessiter qu'un faible apport d'eau pour compenser les pertes dues à l'évaporation, mais il entraîne des investissements supplémentaires qui majorent le prix de revient des installations.

La solution la plus économique et la plus simple consiste à opérer ce transfert de chaleur en circuit ouvert. L'eau froide est puisée dans une rivière pour lui être restituée à une température supérieure, mais toujours limitée pour ne pas échauffer dangereusement le cours d'eau et mettre ainsi en péril la vie aquatique.

Hélas, il n'existe en France qu'un petit nombre de fleuves capables de fournir le débit nécessaire à la réfrigération des centrales de grande puissance. A titre indicatif, signalons qu'un groupe de 600 MW, par exemple, a besoin de 23 m^3 d'eau/seconde. C'est pourquoi on a été amené à utiliser les ressources de la mer, pratiquement inépuisables. Ainsi, la centrale de Martigues-Ponteau sur le littoral du golfe de Fos, est refroidie à l'eau de mer, comme au Havre ou à Dunkerque. Très puissantes, ces nouvelles centrales seront concentrées sur un nombre limité de sites maritimes. Il paraît préférable, en effet, de concentrer dans quelques grands complexes industriels une partie des moyens de productions d'énergie thermique, plutôt que de multiplier, en de nombreux points du territoire, des unités de moindre puissance d'un rendement plus faible et d'un prix de revient comparativement plus élevé. L'économie ne peut qu'y gagner, mais aussi l'environnement, qui aurait bien davantage à souffrir de l'éparpillement des installations que de leur concentration en quelques points bien délimités.

Barrages et centrales hydrauliques

La « houille blanche » est fille des montagnes, et c'est en montagne qu'elle fut d'abord utilisée pour produire de l'électricité. En 1885, à Vizille, près de Grenoble, le physicien et mathématicien français Marcel Deprez accouple une turbine mue par une chute d'eau à un générateur. La première centrale hydraulique était née. Depuis lors, l'équipement hydroélectrique des massifs montagneux n'a cessé de se développer et de se perfectionner. Il a fait surtout d'immenses progrès depuis la dernière

guerre, époque à laquelle EDF fut créé par la loi de nationalisation et entreprit d'aménager systématiquement dans les Alpes, le Massif Central, le Jura et les Pyrénées les sites susceptibles d'être équipés, ainsi que de remodeler le cours de grands fleuves et de rivières, comme le Rhin ou la Durance, pour les besoins de la production d'électricité, mais aussi pour ceux de la navigation et de l'irrigation.

Aujourd'hui l'équipement hydro-électrique est représenté par 500 aménagements de tous types, représentant une puissance installée d'environ 15 000 MW, et une productivité annuelle moyenne de 52 milliards de kWh, ce qui est évidemment considérable. Ces chiffres situent l'importance de la production hydraulique qui représentait en 1972 par exemple 30 % de la production totale, contre près de 50 % dix années plus tôt. La régression de la part de l'hydraulique dans la production totale d'électricité ne peut que s'accentuer à l'avenir, car tous les grands aménagements envisageables ont été réalisés et le nombre des sites que l'on peut encore équiper sur des bases économiques, devient de plus en plus réduit.

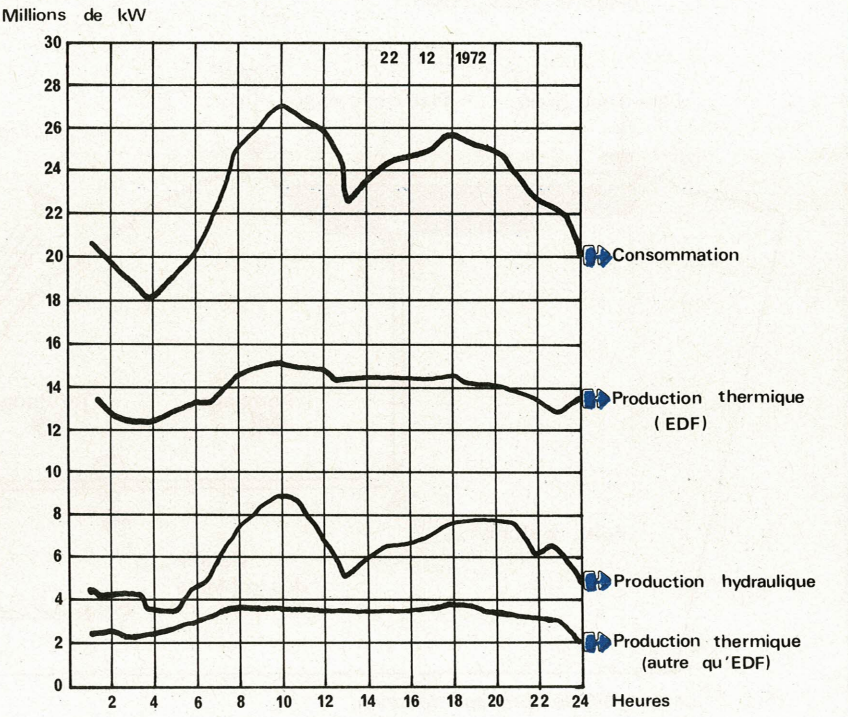


Fig. 2

L'Energie hydraulique

L'hydraulique joue un rôle essentiel aux heures de pointe

Cependant, la production hydraulique joue toujours un rôle de premier plan. EDF, en effet, est tenu de maintenir constamment un strict équilibre entre la demande et la production d'électricité, car celle-ci ne peut être stockée. Pour faire face à la variation parfois rapide de la demande, il faut mettre en œuvre très vite une puissance électrique nouvelle.

Les centrales hydrauliques, lorsqu'elles sont pourvues de réserves suffisantes, remplissent parfaitement cette fonction, car leurs turbines peuvent démarrer en quelques minutes, ce qui n'est pas le cas pour les groupes turbo-alternateurs des centrales thermiques. En raison de cette souplesse d'exploitation, les centrales hydrauliques sont et seront sans doute de plus en plus utilisées pour fournir de l'électricité aux heures de pointe, notamment durant la période critique d'hiver. Le fait que la plupart d'entre elles soient situées loin des grands centres de consommation ne constitue pas, à cet égard, un obstacle majeur.

La capacité du réseau de transport, dont toutes les lignes à très haute tension sont reliées entre elles par des postes d'interconnexions, permet en effet de pallier cet inconvénient en assurant les échanges d'énergie entre régions éloignées les unes des autres. Si bien que rien ne s'oppose aujourd'hui à ce que les centrales hydrauliques, pour la plupart localisées dans les Alpes, les Pyrénées ou le Massif Central relayent ou complètent, en cas de fortes variations de la demande, les centrales thermiques, implantées, quant à elles, surtout dans les régions du Nord et de l'Est.

Automatisation croissante

A côté des usines de grande puissance, pour la plupart bien adaptées à la production d'énergie de pointe, il existe nombre de centrales de moyenne ou de faible importance, qui ne seraient guère exploitables dans de bonnes conditions économiques si elles nécessitaient l'emploi d'un personnel permanent. On s'est donc efforcé d'en rendre le fonctionnement entièrement automatique. Un simple surveillant suffit alors à en contrôler la marche. D'autres sont commandées à distance, à partir, par exemple, d'une importante centrale dont dépendent plusieurs petites usines satellites, situées dans la même vallée, ou dans des vallées limitrophes. On en est même arrivé à automatiser des centrales très importantes, comme celles du Rhin ou du Rhône, afin d'en améliorer les conditions techniques d'exploitation.

Les centrales de pompage

Les efforts hydrauliques naturels risquant de n'être plus suffisants à l'avenir pour satisfaire la demande (aux heures de pointe), on s'est orienté vers l'installation d'usines comprenant un système de pompage permettant un recyclage perpétuel de l'eau qui, refoulée dans un réservoir supérieur pendant les heures creuses, alors que le prix de l'énergie est le plus bas, produira de l'électricité pendant les heures de pointe, alors que le prix de celle-ci est le plus élevé. Telles sont les stations de transfert d'énergie par pompage qui ouvrent à l'emploi de l'hydraulique des perspectives économiques nouvelles. Revin, dans les Ardennes, est une centrale de pompage qui est la plus puissante centrale hydraulique en France (720 000 kW).

Les moyens de production

Une grande variété d'aménagements hydro-électriques

Les aménagements hydro-électriques sont de type extrêmement divers, leur conception devant tenir compte de nombreux facteurs géographiques, géologiques, topographiques et, bien entendu, hydrologiques, lesquels va-

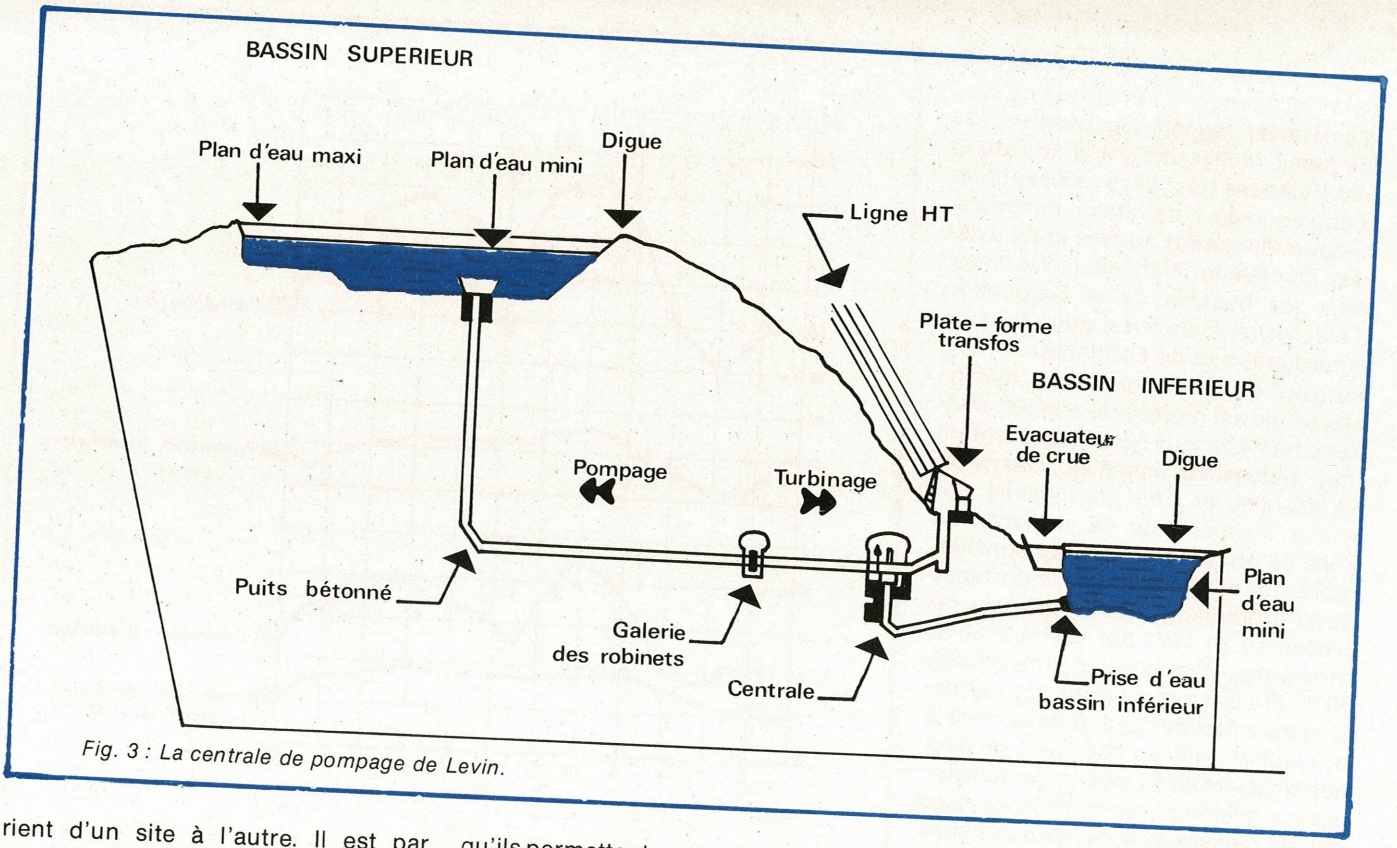


Fig. 3 : La centrale de pompage de Levin.

rient d'un site à l'autre. Il est par conséquent très difficile de les classer d'autant plus que plusieurs types d'ouvrages peuvent faire partie d'aménagements extrêmement complexes, comme ceux de Roselend-la-Bathie ou du Mont-Cenis.

On peut cependant distinguer entre deux grandes catégories d'usines hydrauliques :

— les usines de pied de barrage
— les usines de dérivation.

Dans le cas des premières, c'est le barrage qui crée la chute, et l'usine est généralement située au pied de celui-ci, quand elle ne lui est pas incorporée. Bort-les-Orgues, l'Aigle, le Chastang, Serre-Ponçon sont des exemples de ce type d'aménagement.

Dans le cas des usines de dérivation, les eaux, captées souvent assez loin de l'usine, sont conduites par des canaux à ciel ouvert, (ou par des galeries) en un point d'où, grâce à une chambre de « mise en charge » et à des conduites forcées, il est possible de les turbiner sous une hauteur de chute convenable. Telles sont, entre autres, les centrales qui équipent la Durance en aval de Serre-Ponçon.

Quant aux centrales du Rhin, elles offrent l'exemple d'une combinaison mixte de ces deux types d'aménagement, la chute, d'assez faible hauteur, étant créée en partie par un barrage sur le fleuve, en partie par un canal de dérivation.

Les types de retenue

On peut également classer les aménagements hydro-électriques selon qu'ils permettent ou non de stocker les apports des cours d'eau pendant un temps plus ou moins long. Dans le premier cas, ce sont les caractéristiques des retenues qui serviront à les définir. Ces retenues, qui font office de réservoirs, peuvent être soit des réservoirs de lac, soit des réservoirs d'éclusée.

Les réservoirs de lacs, ou réservoirs saisonniers, sont d'une capacité suffisante pour emmagasiner les apports d'une saison, voire d'une année, et les transférer sur la suivante. Leur temps de remplissage, calculé à partir du débit moyen annuel du cours d'eau est supérieur à 400 heures. Ces réserves sont généralement constituées par de grands barrages (comme Tignes sur l'Isère), d'une capacité utile de 224 millions de m³, Bort-les-Orgues sur la Dordogne (407 millions de m³) et, le plus important de tous, Serre-Ponçon, ouvrage de tête de la nouvelle Durance, d'une capacité utile de 1 000 millions de m³.

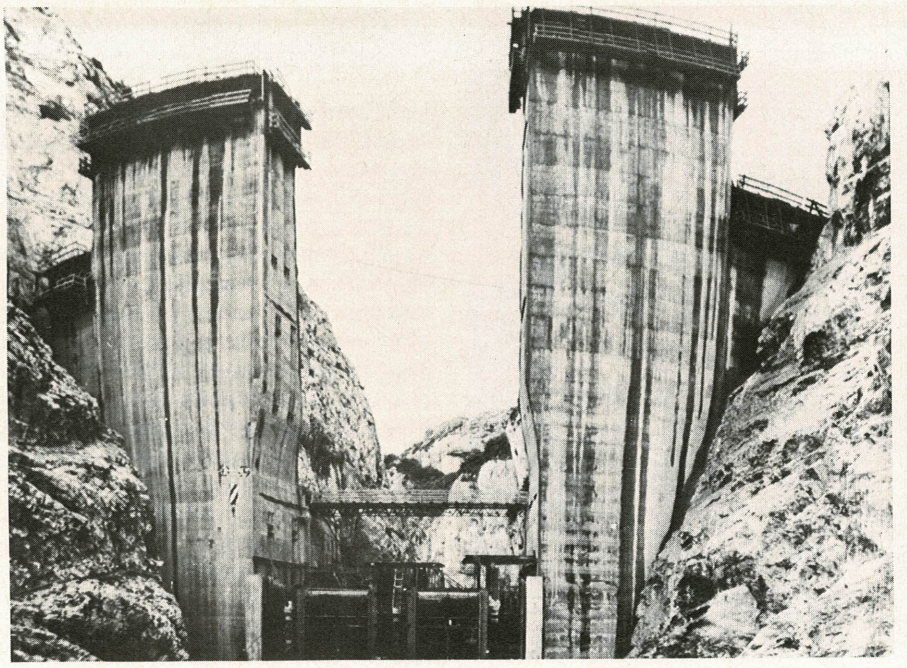
Les réservoirs d'éclusée, qui se trouvent principalement sur le cours des fleuves dans les régions de plaine ou de relief adouci constituent des réserves suffisantes pour permettre aux usines de reporter leur production en fonction des heures de pointe.

Quant aux **usines au fil de l'eau,** elles sont caractérisées par l'absence de réserve de tête ; leur capacité de production dépend donc uniquement et à chaque instant du débit du cours d'eau.

Une réalisation exceptionnelle : l'usine marémotrice de la Rance

L'idée de transformer en énergie mécanique le mouvement des marées n'est pas nouvelle, puisque des moulins fonctionnaient déjà selon ce principe dans l'estuaire de certaines rivières, il y a plusieurs siècles. De là à concevoir et à construire une usine hydro-électrique d'une puissance installée de 240 000 kW, utilisant la charge d'un bassin de 22 km², représentant une réserve de 184 millions de mètres cubes, il y avait toute la distance qui sépare l'artisanat des grandes réalisations industrielles modernes.

Cette distance, EDF l'a franchie en créant l'usine marémotrice de la Rance, la première et la seule au monde capable de convertir en électricité la force des marées. Elle loge ses 24 groupes bulbes dans le corps d'une digue qui barre sur plus de 700 mètres l'estuaire de la rivière. L'alternateur de chacun de ses groupes, spécialement étudiés pour cette usine, est entraîné par une hélice dont les pales sont orientables, de telle sorte que le mouvement de rotation s'effectue toujours dans le même sens, que la marée monte ou descende. Il peut même fonctionner en moteur, et le groupe agit alors comme une pompe.



Le chantier de Ste Croix du Verdon (est maintenant terminé).

Les principaux types de barrage

Les caractéristiques techniques des barrages ainsi que celles des ouvrages annexes : prises d'eau, évacuateurs de crue, etc. sont très différentes selon les aménagements. Il existe en effet une extrême variété de barrages, depuis ceux qui équipent les rivières en plaine jusqu'aux digues géantes qui créent en montagne de véritables lacs artificiels. Leurs dimensions sont également des plus variables. Elles peuvent aller, en hauteur, d'une dizaine de mètres à 180 mètres ; en longueur, de quelques dizaines de mètres à près d'un kilomètre. Cependant tous les barrages peuvent se ramener à trois principaux types : barrages-poids, barrages-voûtes, barrages-mobiles.

Le barrage est dit **barrage-poids,** quand la poussée des eaux de la retenue est équilibrée par effet de gravité. C'est alors le poids de l'ouvrage qui compense la force de cette poussée. Un barrage de ce type peut être en béton, en terre compactée, en enrochements, etc.

Le barrage-voûte, au contraire reporte la poussée des eaux sur les rives par effet d'arc. Il peut être constitué par une seule voûte ou en comprendre plusieurs. A Roselend, en Savoie, les ingénieurs ont eu recours à une solution à la fois originale et d'une grande audace en combinant un barrage à contreforts et un barrage voûte. L'ouvrage, unique en son genre, est un des plus beaux et des plus impressionnants qui aient été construits à ce jour.

Les barrages-mobiles qui équipent les cours d'eau à faible pente sont munis de vannes qui permettent de rétablir la quasi totalité du lit du fleuve en cas de fortes pluies et crues. La poussée de l'eau sur les vannes est reportée sur les piles et le radier.

La surveillance des barrages

Les barrages font l'objet d'une surveillance constante, au moyen d'instruments de mesure incorporés dans leur masse (pendules, clinomètres, pendules inversés, témoins sonores) ainsi que des relevés topographiques périodiques qui permettent de détecter éventuellement les plus petites déformations. Un service spécialisé (auscultation des grands barrages) est chargé de recueillir et d'alerter en cas d'anomalies les services responsables, c'est-à-dire les GRPH (groupes régionaux de productions hydrauliques).

Les divers types de turbines hydrauliques

Les turbines, qui transforment en énergie mécanique l'énergie de l'eau, sont, pour la plupart alimentées par une tuyauterie en forme de colimaçon : la bâche spirale. Celle-ci conduit l'eau à un distributeur qui envoie l'eau sur toute la périphérie de la roue mobile.

Cette turbine est dite « **à réaction** ». En effet, l'eau passant entre les aubes directrices du distributeur qui forment des conduits convergents, se trouve rabattue vers le centre de la roue et provoque un effet de réaction lorsqu'elle en frappe les pales. Il existe plusieurs modèles de ce type de turbine : les turbines Francis et les turbines Kaplan, qui portent le nom de leurs inventeurs respectifs, et les turbines à hélices. Les turbines Kaplan présentent une particularité : leurs pales sont orientables en fonction du débit qui alimente la turbine.

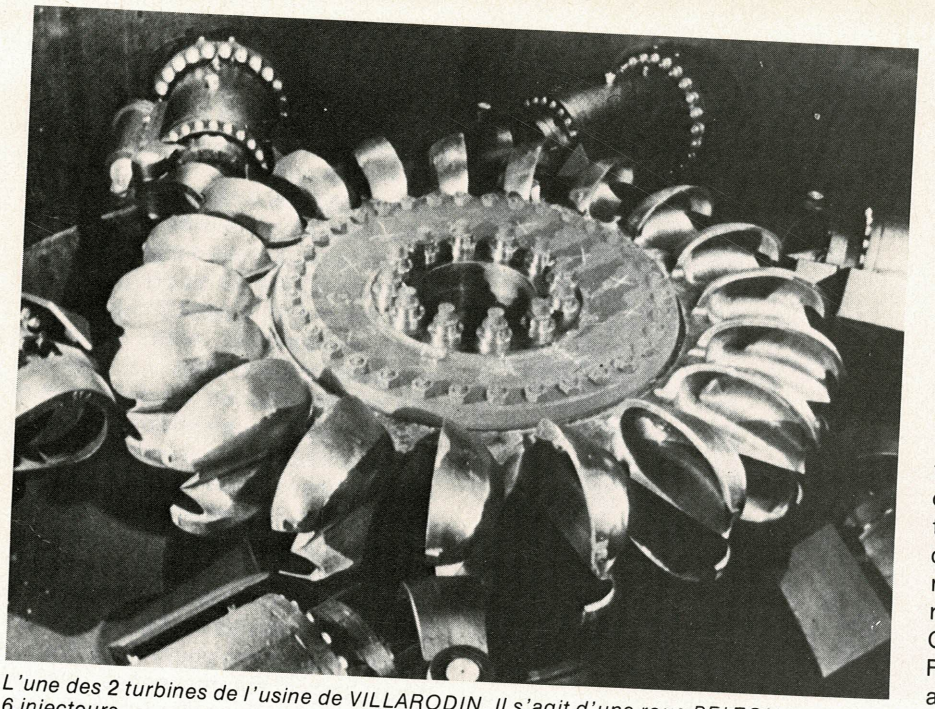
Dans le cas des turbines « **à action** », l'eau n'est plus envoyée sur le pourtour de la roue, mais dirigée en un ou plusieurs points de sa périphérie. La roue est munie d'augets rigoureusement symétriques pour éviter les poussées transversales. La distribution est assurée par un ou plusieurs injecteurs qui projettent sur ces augets un ou plusieurs puissants jets d'eau qui entraînent l'ensemble. Le seul type de turbine actuellement construit sur ce principe est **la turbine Pelton,** qui porte comme les précédentes le nom de son inventeur. On emploie généralement les turbines Pelton, pour équiper les très hautes chutes. Les Francis pour les chutes moyennes, jusqu'à 400 m ; les Kaplan et les turbines à hélices pour les basses chutes, inférieures à 40 m.

Les groupes bulbes

Mis au point pour l'usine marémotrice de la Rance, les groupes-bulbes sont de plus en plus employés pour l'équipement des basses chutes. Ils comprennent une turbine de type Kaplan à écoulement axial et un alternateur logé dans un bulbe profilé. L'ensemble du groupe, dont la forme rappelle celle d'un sous-marin, est plongé dans le circuit d'eau. Cette disposition présente l'avantage d'un encombrement réduit et permet de réaliser d'importantes économies sur le génie civil, lors de la construction des aménagements.

Exploitation et perspectives économiques

L'énergie hydraulique possède un certain nombre de particularités qui lui ont fait réserver longtemps une place de choix sur le marché de l'énergie. Parmi les avantages qu'elle offre, on peut citer : le renouvellement constant de l'énergie motrice grâce au mécanisme du cycle de l'eau ; la facilité d'entretien et la faible usure du matériel qui travaille à vitesse et température modérées ; le haut niveau de rendement des machines, capables de transformer 90 % de l'énergie de l'eau en énergie mécanique ; l'absence de risques de pollution ; enfin, le faible coût et la souplesse d'exploitation, qu'accroissent encore les progrès de l'automatisme et des télécommandes. Depuis quelques années pourtant, la comparaison entre la production



L'une des 2 turbines de l'usine de VILLARODIN. Il s'agit d'une roue PELTON équipée de 6 injecteurs.

thermique et hydraulique n'est plus aussi favorable à celle-ci que par le passé. L'apparition des grandes centrales nucléaires qui produisent de l'électricité à des prix de revient très compétitifs, mais aussi le niveau actuel des taux d'intérêts qui grèvent plus lentement les installations hydrauliques dont le prix de revient comprend, pour les 2/3, de charges de capital, tendent à diminuer considérablement les avantages offerts par l'hydraulique sur le seul plan de la production d'électricité, tout du moins en ce qui concerne la fourniture d'énergie située à la base du diagramme de charge.

Mais il faut également tenir compte des avantages que peuvent présenter certains grands aménagements hydrauliques pour la navigation, l'agriculture et le tourisme. C'est ainsi que l'aménagement du Rhin, qui comprend huit ouvrages équipés d'écluses entre Bâle et Strasbourg, a été conçu non seulement en fonction des besoins de la production d'électricité, mais aussi de ceux du trafic de la batellerie qui est passé de 280 000 à 10 millions de tonnes par an.

L'équipement du Rhône, confié à la CNR, a non seulement donné un essor considérable à la navigation, mais encore a permis d'accroître le rendement de l'agriculture grâce à l'irrigation des terres. L'aménagement de la nouvelle Durance a permis d'irriguer 80 000 ha de terres et de limiter en outre les dangers des crues dévastatrices. Enfin les barrages créent des lacs sur les berges desquels se sont installées des stations estivales qui contribuent à l'essor économique des régions concernées. Ainsi, des considérations étrangères à la production de l'électricité peuvent influer sur le programme d'équipement hydraulique. Dans notre prochain numéro, nous traiterons du problème de l'énergie nucléaire, appliqué aux centrales produisant de l'électricité, en considérant ce qui existe aujourd'hui et les prévisions d'équipements à court et moyen terme.

Pourquoi le nucléaire ?

C'est la première question qui nous vient à l'esprit. Le mot « nucléaire », la plupart du temps, est associé à « atomique », et, de atomique à bombe, il n'y a qu'un pas, qui a déjà d'ailleurs été franchi depuis longtemps. Il ne nous appartient pas de discuter ici de la vue « philosophique » du nucléaire. Nous nous devons de respecter les idées de chacun en ce domaine. On peut être pour ou contre, selon. Mais ce qui nous intéresse plus spécialement est la question technique de la chose. Pourquoi a-t-on été amené à choisir ce type de production, quels sont les principaux critères de choix qui ont déterminé cette orientation ? C'est à l'ensemble de ces questions que nous allons essayer de répondre, avec le plus de précision et d'objectivité possible.

Notre consommation actuelle

Les Français n'ont pas tous le même niveau de vie. Il est normal que celui des moins favorisés s'améliore. Cette évolution passe par une augmentation de notre production industrielle. Or, pour produire plus, il faut accroître nos ressources en énergie. La presse, la radio et la TV se sont largement fait écho ces derniers mois de cette réalité pour ne pas y revenir aujourd'hui. Sachons qu'en 1974, il y a trois ans, l'électricité a représenté pratiquement le quart de notre consommation énergétique. Le développement de cette consommation en électricité est très rapide : par exemple, dans le monde rural, elle double tous les 4 ou 5 ans. Globalement, on peut dire qu'en France, elle double environ tous les 10 ans.

Dans les années qui viennent, on va essayer de lutter contre le gaspillage et de freiner l'accroissement de nos besoins. Malgré cela, notre consommation en énergie risque de doubler d'ici l'an 2000, pour atteindre alors, par habitant, le niveau constaté actuellement en Suède. A cette époque, l'énergie dont la France aura besoin sera consommée pour 50 % sous forme d'électricité. La consommation totale en électricité sera, alors, 5 à 6 fois plus élevée qu'actuellement. Depuis une quinzaine d'années, EDF, pour faire face à ses besoins a fait largement appel au pétrole. Actuellement, plus de la moitié des ressources nécessaires pour satisfaire à nos besoins en électricité provient de l'étranger. En 1974, nous le savons, le prix du fuel a quadruplé, ce qui a entraîné pour EDF une charge supplémentaire de l'ordre de quatre milliards de francs par rapport à 1973.

La France a la chance de posséder dans son sol une matière première, source d'énergie : l'uranium. L'utilisation de cette richesse lui permettra de freiner l'accroissement de sa dépendance à l'égard des pays producteurs de pétrole. Les réserves françaises connues actuellement représentent environ 5 % des réserves mondiales connues.

Les sources classiques ne sont pas suffisantes

Le charbon

Il fut, pendant longtemps la source essentielle de notre énergie. Aujourd'hui, il n'en représente plus que 15 %. La raison en est simple : on a décidé de réduire son importance, car l'exploitation de nos mines est difficile et onéreuse. Notre sidérurgie et notre

industrie chimique auront, d'autre part, toujours besoin de charbon : il faut donc préserver ces réserves. Celles-ci correspondent, au maximum, à quatre ans de notre consommation d'électricité en l'an 2000.

Le gaz naturel
En 1974, le gaz d'Aquitaine a fourni moins de 5 % de nos besoins en énergie : ce n'est pas négligeable, mais c'est peu. Les réserves ne sont pas considérables. Il est prévu de maintenir le rythme actuel de production pendant une dizaine d'années. Sauf découverte nouvelle, on risque d'assister ensuite à un déclin progressif de la production nationale. Cependant, il faut noter que, grâce aux contrats actuels passés par G.D.F., et ceux qui seront réalisés dans l'avenir, le gaz naturel doit représenter en 1985, 15,5 % de notre consommation d'énergie.

L'énergie hydraulique
Pour que l'énergie hydraulique puisse satisfaire l'augmentation de nos besoins nationaux en électricité, il faudrait, tous les ans, équiper trois fois l'équivalent du Rhône. Or, presque tous les sites raisonnablement exploitables sont maintenant équipés. Cette énergie fournit, à l'heure actuelle, environ 8 % de nos besoins nationaux.

Les autres choix sont limités

L'énergie éolienne
EDF a investi plus de 650 millions de francs actuels pour essayer de mettre au point une technique d'exploitation de l'énergie éolienne. Pour atteindre la production en électricité d'un seul réacteur nucléaire, il faudrait construire 1 000 éoliennes, ayant chacune des hélices de 30 m de diamètre, placées sur un pylône de 40 m de hauteur. D'autre part, les grandes éoliennes sont fragiles et leur bruit est insupportable. De plus, elles ne peuvent fonctionner si le vent est trop fort ou si le vent est trop faible. EDF, après avoir accumulé une expérience considérable, a finalement renoncé à l'exploitation d'éoliennes de grande puissance. Cela obligerait à construire des centaines de milliers d'éoliennes pour satisfaire à nos besoins en électricité en l'an 2000.

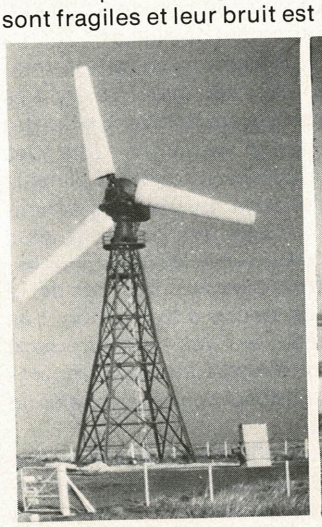
L'énergie solaire :
Dans l'état actuel de nos techniques, l'énergie solaire présente trois difficultés :
— elle n'est pas permanente, car le soleil ne brille pas tous les jours.
— elle est difficilement stockable et doit être consommée de suite.
— elle nécessite des surfaces très importantes : pour obtenir la production d'un seul réacteur nucléaire, il faudrait recouvrir 6 000 ha de cellules photoélectriques, soit plus de la moitié de la ville de Paris.
Toutefois, le recours à l'énergie solaire pour assurer le chauffage de base des habitations ou des lieux de travail est tout à fait envisageable. EDF participe à la mise au point de la maison solaire, et contribue au développement de ces techniques. Chacun connaît les installations d'Odeillo et le fameux four solaire du CNRS, près de Font-Romeu, dans le sud de la France. C'est donc une énergie qui fait l'objet d'expériences, mais qui est pour l'instant très limitée.

L'énergie marémotrice
Peu de sites se prêtent à l'exploitation de l'énergie marémotrice. La France possède une seule usine de ce type : la Rance. On a étudié le projet d'une autre usine située près du Mont St-Michel. C'est un projet grandiose et bien incertain, car se posent des problèmes économiques et techniques et les conséquences sur l'environnement restent une grande inconnue. Si ce projet était réalisé, l'énergie produite ne représenterait, en l'an 2000 que 3,5 % de notre consommation en électricité. La construction serait longue et très onéreuse, pour, en fait, une satisfaction très faible.

L'énergie géothermique
En Italie, en Islande, en Californie, des gisements de vapeur à très hautes températures (400 ou 500 °C) sont exploités pour fournir de l'électricité. Il parait peu probable que la France possède de tels gisements en grande quantité.
Par contre, dans certaines régions, les nappes souterraines d'eau chaude (60 à 150°) peuvent être utilisées pour assurer, dans d'excellentes conditions, le chauffage urbain : à Melun par exemple, depuis 1970, plus de 2 000 logements sont chauffés de cette manière. Les recherches dans ce domaine se poursuivent, mais on ne peut pas, raisonnablement, tabler sur cette énergie-là.

Définition d'une centrale nucléaire

Dans son principe, la centrale nucléaire ne diffère des autres centrales thermiques que par l'origine de la chaleur qui est transformée en électricité. Dans une centrale nucléaire, cette chaleur provient de la fission (rupture du noyau de l'atome) de l'uranium par la projection de particules (neutrons) alors que, dans les autres centrales thermiques, elle est obtenue par la combustion du charbon, du mazout ou du gaz. L'énergie nucléaire est l'énergie contenue dans le noyau de l'atome. Nous savons tous ce qu'est un atome : c'est la plus petite partie d'un corps dont il forme le constituant. Tous les corps de la nature (air, eau, bois, etc...) sont composés d'atomes qui sont infiniment petits.
L'atome est composé d'un noyau de neutrons (particules n'ayant aucune



L'énergie éolienne : les pales ont 35 m de diamètre ! (aérogénérateurs expérimentaux).

Cette maison est chauffée par le soleil. Elle se trouve à Chauvency le Château (Meuse) et est habitée depuis 1972.

charge électrique) et de protons (particules ayant une charge d'électricité positive), autour duquel tournent à très grande vitesse des électrons (particules ayant une charge d'électricité négative). Les atomes ayant le même nombre de protons et un nombre différent de neutrons sont appelés isotopes. Les neutrons expulsés peuvent à leur tour diviser de nouveaux noyaux libérant eux-mêmes d'autres neutrons et ainsi de suite. C'est ce qu'on appelle la « réaction en chaîne ».

Les neutrons libérés atteignent la vitesse de 20 000 km/s, qui limite leurs chances d'être captés par un noyau fissile. En les ralentissant artificiellement, on dispose de neutrons lents (2 km/s) capables de plus grande facilité de fission, donc, d'un meilleur rendement énergétique. Une forte concentration de matière fissile provoque une réaction nucléaire puissante dont l'énergie peut être utilisée soit industriellement, soit militairement.

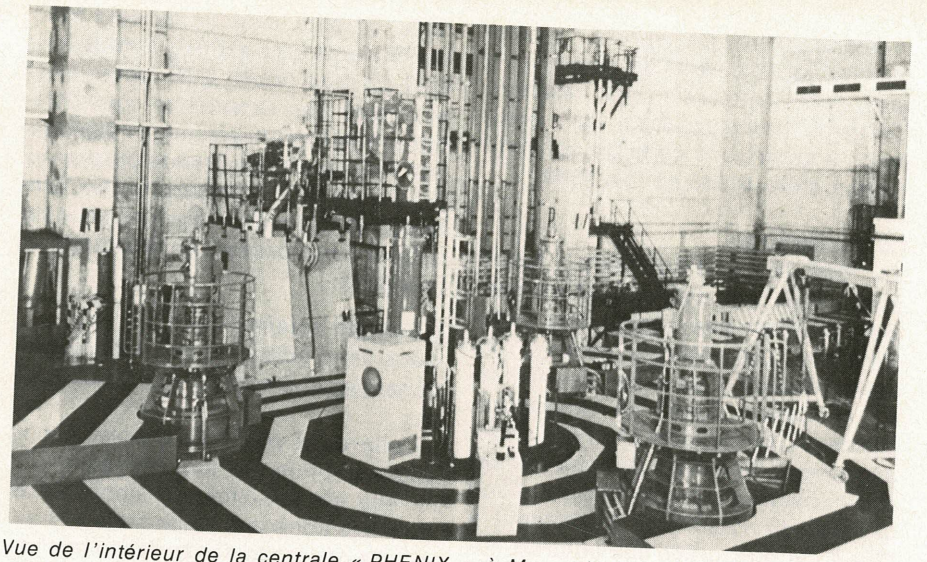
Dans un réacteur (pile atomique), la réaction en chaîne est contrôlée pour obtenir un dégagement d'énergie continu et prédéterminé.

Fonctionnement d'une centrale nucléaire

Il n'entre pas dans le cadre de cette rubrique d'examiner dans le détail la marche d'une centrale, mais de faire un tour d'horizon qui permettra à tout un chacun d'en connaître l'essentiel.

Dans le réacteur nucléaire, la chaleur produite est prélevée par le passage autour du combustible d'un fluide appelé « fluide caloporteur ». La vapeur qui alimente la turbine peut être produite, soit directement dans le réacteur, soit par l'intermédiaire d'un échangeur. Dans tous les cas, cette vapeur, après détente dans la turbine, passe dans un condensateur où elle est refroidie au contact de tubes dans lesquels passe l'eau prélevée à l'extérieur (mer ou rivière). Le circuit eau-vapeur est un circuit fermé, totalement indépendant de la source froide extérieure. Il est physiquement impossible à un réacteur nucléaire d'exploser. Ce n'est donc pas, comme beaucoup de personnes le pensent, une bombe atomique. Pour qu'il y ait explosion, il faut concentrer beaucoup de matière fissile dans un faible volume, alors que, dans un réacteur, il y a peu de matière fissile, et celle-ci est dispersée dans un milieu de matières inertes.

Dans une centrale thermique classique, nous avons vu (voir Radio-Plans que, nous avons vu que l'énergie fournie par le combustible est transformée en énergie mécanique, puis électrique. Dans une centrale nucléaire, cette transformation est assurée par les dispositifs suivants qui constituent ce que l'on appelle la « chaudière nucléaire ».



Vue de l'intérieur de la centrale « PHENIX » à Marcoule (surrégénérateur couplé au réseau EDF en décembre 1973).

1°) **Le cœur**

Composé du combustible, du modérateur et du fluide caloporteur. Il assure la production de la chaleur.

— le combustible : le plus couramment utilisé est l'uranium sous sa forme naturelle, ou sous une forme créée artificiellement, qui est l'uranium enrichi.

— le modérateur : ralentit les neutrons pour entretenir les réactions en chaîne.

— le fluide caloporteur : gazeux ou liquide évacue hors du réacteur la chaleur libérée par la fission nucléaire.

2°) **Dispositif de réglage et de sécurité**

Ce dispositif sert à maintenir la réaction en chaîne à un niveau déterminé et à l'arrêter immédiatement en cas de situation anormale.

3°) **L'enveloppe étanche**

Il s'agit d'une cuve métallique, ou d'un caisson en béton précontraint, conçue pour résister à la pression interne du fluide caloporteur.

4°) **Le circuit de transmission de chaleur**

Il transmet au circuit eau-vapeur qui alimente la turbine la chaleur du fluide caloporteur par intermédiaire des échangeurs (faisceaux de tubes à l'extérieur desquels circule le fluide caloporteur sous haute pression et à l'intérieur desquels l'eau est vaporisée).

Quantités d'eau nécessaires

Le refroidissement de la vapeur sortant d'une turbine, (qu'elle soit associée à une centrale thermique ou à une centrale nucléaire) nécessite, au niveau du condenseur, des quantités d'eau froide très importantes, de l'ordre de 40 m³ à la seconde, pour une tranche de 100 mégawatts. Cette eau se réchauffe d'environ 10 à 12 °C dans le condenseur avant de retourner dans la rivière d'où elle a été prélevée. Dans l'état actuel des techniques, l'eau provient :

— soit directement d'une rivière, d'un lac ou de la mer (circuit ouvert)

— soit d'un circuit fermé équipé de réfrigérants atmosphériques. En rivière, ces eaux sont rejetées le long des rives et se mélangent progressivement vers l'aval où elles se refroidissent au contact de l'atmosphère. La chaleur est transférée à la rivière puis passe à l'atmosphère à la suite des échanges thermiques à la surface des plans d'eau. Un prélèvement en rivière de 100 m³/s élevé de 10° n'entraînera, après mélange, qu'un échauffement de 3 °C immédiatement en aval de la centrale, si l'étiage est de 300 m³/s. Pendant la majeure partie du temps, cet échauffement sera très inférieur à 3 °C, puisque le débit de la rivière dépassera le débit d'étiage.

En mer, les échauffements supérieurs à quelques degrés restent limités dans une zone restreinte aux abords du rejet (5 km² pour une centrale de 5 000 MW et un échauffement de plus de 1 °C). La baisse de température se fait par mélange avec de l'eau plus froide. Les échauffements plus faibles, de l'ordre de grandeur des variations naturelles des températures, concernent de plus grandes étendues. La part des échanges avec l'atmosphère prend de plus en plus d'importance dans le processus de refroidissement, du fait de la surface et du temps d'exposition. Les courants réguliers des marées créent une situation exceptionnelle d'implantation sur le littoral de la Manche et de l'Atlantique.

Lorsque les débits d'étiage de la rivière sont faibles, les possibilités de refroidissement sont limitées et il faut alors recourir au circuit fermé dans lequel la chaleur de l'eau de refroidissement

passe à l'atmosphère sous forme essentiellement de vapeur par l'intermédiaire de réfrigérants atmosphériques. Le principe consiste à pulvériser une certaine quantité d'eau en la fractionnant pour augmenter sa surface d'échange, dans des tours à réfrigération. La prise d'eau est 17 fois moins importante que celle réalisée en « circuit ouvert », et le débit des eaux de rejet est 20 fois inférieur. Pour une puissance de 4 millions de kW, il faut disposer de 12 m³/seconde d'eau d'appoint, dont 2 m³/s sont évaporés et 10 m³/s rejetés dans la rivière.

Les centrales nucléaires rejettent de la radio-activité — Est-elle dangereuse pour l'homme ?

Il existe différents types de rayonnements associés à l'énergie nucléaire et susceptibles d'affecter l'organisme humain : ce sont les rayonnements alpha, béta, gamma et X. La radioactivité fait partie de notre environnement et existe naturellement :

— dans les rayons cosmiques, émanant du soleil et des astres lointains (40 %)

— dans le sol, la mer, l'air, les aliments (40 %)

— dans notre propre organisme (2 %).

Les doses d'irradiation naturelles varient avec la situation géographique. En Europe, elles oscillent entre 100 et 150 millirems par an et par personne. Le millirem et son multiple, le rem, sont des unités de doses de rayonnement absorbées par l'organisme humain qui représentent une énergie reçue par cet organisme.

A ces rayonnements naturels s'ajoutent ceux provenant de sources créées par l'homme : les récepteurs de télévision, les examens radiologiques sont les plus connus du grand public. Les doses reçues atteignent environ 70 millirems et portent le total des rayonnements auxquels nous sommes habituellement soumis à 200 millirems par an dans nos régions. En régime normal, une centrale électronucléaire émet quelques effluents faiblement radioactifs qui proviennent essentiellement de l'eau de la chaudière en contact avec les assemblages combustibles et avec les structures du « cœur ».

Les effluents gazeux et d'iode sont rigoureusement contrôlés et limités à des niveaux négligeables par rapport à la radioactivité naturelle que nous recevons tous les jours. Les effluents liquides sont également strictement contrôlés. A la limite de la centrale, la dose d'irradiation pour une personne y séjournant toute l'année est de l'ordre de quelques millirems par an. A 10 km, il est de 0,1 millirem/an. Il va de soi que les services officiels pratiquent en permanence les contrôles nécessaires, et des décrets déterminent les limites admissibles en la matière.

Les rayonnements nucléaires et le corps humain

Modalités d'atteinte de l'homme

La contamination peut être externe, par contact de la peau. Elle peut être interne par pénétration de radioéléments dans l'organisme, par inhalation, ingestion ou introduction à travers la peau. Ces radioéléments peuvent, suivant leur nature chimique, se répartir de manière à peu près homogène dans tout l'organisme ou se concentrer de façon sélective dans un ou plusieurs organes. La quantité de radioéléments présente dans un organe dépend de plusieurs facteurs, en particulier du pouvoir d'assimilation de l'organe et de sa vitesse d'élimination vis-à-vis du corps considéré. En biologie, ce n'est pas seulement la période physique du radioélément qui intervient mais le temps toujours plus court nécessaire pour que la moitié de la radioactivité présente dans l'organe soit éliminée.

Les effets biologiques des rayonnements

Les rayonnements agissent sur les organismes vivants par ionisation ou par excitation des molécules cellulaires. De nombreux facteurs interviennent lors d'une irradiation, et, parmi eux, sont prépondérants : la dose, l'étendue et la durée. Les effets somatiques (c'est-à-dire qui se manifestent sur le corps de l'individu) peuvent être différents selon le ou les organes intéressés. Par exemple, les organes formateurs du sang sont particulièrement sensibles aux rayonnements. Les effets précoces ne mettent la vie en danger qu'après des irradiations étendues, à doses fortes et brèves : ainsi 500 rems instantanés sont-ils nécessaires pour provoquer la mort d'un homme sur deux, si l'irradiation est étendue au corps tout entier. Limitée à un doigt, il n'y a plus d'effet. De même, la diminution de la dose ou l'augmentation de la durée de l'irradiation annulent l'effet. Les effets différés : les plus redoutés sont les cancers dont les leucémies. Ils nécessitent, eux aussi, des fortes doses : c'est ainsi que la population survivante de Nagasaki n'a manifesté une augmentation significative de leucémies et de cancers que pour des doses supérieures à 200 rems. Des doses plus faibles, à fortiori étalées sur un an ou plus, ne provoquent aucun effet. Ainsi des populations soumises à une irradiation naturelle bien supérieure à la moyenne en France (125 millirems/an), telles celles du Kérala aux Indes (100 mrem/an) n'ont pas manifesté d'élévation du nombre de leucémies et de cancers.

Des expérimentations d'irradiation continue de mammifères ont permis de montrer que des doses quotidiennes demeurent sans effet sur leur durée de vie et que, certaines même, sont susceptibles d'allonger cette durée.

Les effets génétiques se traduisent par des mutations, c'est-à-dire par l'induction de caractères nouveaux pouvant porter sur la constitution du descendant ou sur son aptitude à se reproduire. Ces effets ne sont observés que pour des doses très élevées, délivrées en un temps bref. Une expérimentation animale d'irradiation systématique de mâles, à doses élevées, poursuivie sur plusieurs dizaines de générations n'a pas réussi à faire naître des « mutes ».

Sources de rayonnement dans une centrale

Le réacteur est le siège de formation de produits radioactifs dont il faut se protéger. Ces produits radioactifs sont :

— Les produits de fission créés par la fission des noyaux d'uranium au sein du combustible.

— Les produits d'activation, ainsi dénommés parce qu'ils résultent de la transformation en isotopes radioactifs, sous l'action de neutrons émis lors de la fission de matériaux autres que le combustible (matériaux de structures, impuretés du fluide caloporteur).

Les produits de fission sont des mélanges de divers éléments : certains sont gazeux, d'autres solides. La masse de produits de fission formés est cependant faible. Un très grand nombre de ces radioéléments étant à vie courte, l'activité du cœur décroît très vite dans les premières heures qui suivent l'arrêt du réacteur : elle est réduite de moitié après 3 heures. Cette particularité a son importance au regard de la sûreté. A ce point de vue d'ailleurs, il importe d'observer que, même en cas de rupture de gaine, les produits de fission non volatils, qui représentent 75 % environ de l'activité totale, restent confinés dans le combustible.

Beaucoup de produits d'activation ont une vie très courte et sont d'importance mineure comparée à celle des

produits de fission. La majeure partie de ces produits se trouve dans le fluide caloporteur et est éliminée en permanence par le traitement continu de ce fluide. Les dispositions adoptées dans la conception des centrales nucléaires, ainsi que les mesures de contrôle imposées tant au cours de la construction que lors de l'exploitation, répondent à la préoccupation de limiter au maximum la dissémination des produits de fission et d'activation.

Protection contre les rayonnements

Il n'existe, actuellement du moins, que trois moyens efficaces de se protéger des rayonnements : le temps, l'éloignement de la source et les écrans.

— **Le temps** intervient de deux façons : dans la limitation de la durée d'exposition et dans le stockage des éléments à vie courte ou moyenne pour atteindre leur décroissance radioactive.

— **La distance :** la dose reçue varie comme l'inverse du carré de la distance à la source. C'est ainsi qu'un rem à 5 mètres n'est plus que 1/100e de rem à 50 mètres.

— **Les écrans :** un écran absorbe d'autant mieux les rayonnements qu'il est plus épais et constitué d'un matériau plus lourd (plomb et béton).

Traitement et transport du combustible et des déchets

Les effluents liquides ou gazeux provenant de fuites accidentelles ou des opérations de routine (vidange des circuits et de la piscine de stockage, renouvellement de l'air des locaux, etc.) sont traités à l'intérieur de la centrale, dans des locaux isolés de l'extérieur, et notamment de la nappe phréatique, par un cuvelage étanche. On dispose pour ce traitement d'un ensemble de moyens :

— dispositifs de mesure de la radioactivité.

— filtres ou procédés de captation de haute efficacité.

— réservoirs de rétention

— dispositifs de ventilation, dilution ou dispersion

— stockage sous pression dans des réservoirs.

Les déchets

Enfin, certaines pièces activées, les filtres d'épuration des effluents, les boues des installations de traitement d'effluents liquides, les détritus divers contaminés qui constituent les déchets solides sont stockés dans des récipents étanches et évacués vers un centre de stockage national. Ces déchets, une fois compactés, sont mis dans des blocs de béton et entreposés dans des silos en béton ou simplement couverts de terre suivant leur niveau de radioactivité, généralement faible. Des précautions sont prises néanmoins pour détecter toute fissure et tout cheminement de produits radioactifs dans le sol et dans les eaux de ruissellement.

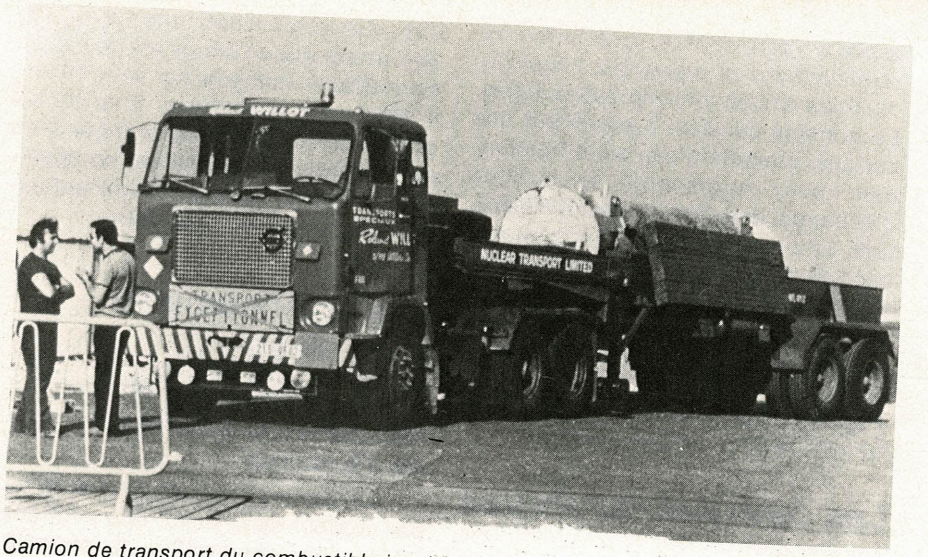
Le réglement national de transports des matières dangereuses édicté par le ministère des transports prévoit pour les matières radioactives des dispositions extrêmement sévères et des conditionnements adaptés à la radioactivité. C'est ainsi que pour des déchets de moyenne ou de haute activité, les containers doivent pouvoir résister à la série d'épreuves suivantes :

— chute de 9 m sur une surface indéformable.

— feu de 30 minutes à 800°C

— immersion sous 15 m d'eau.

Les transports sont effectués par la route ou voie ferrée.



Camion de transport du combustible irradié (arrivée à la Hague).

Conclusion

A une époque où l'on se préoccupe tant des problèmes de pollution, il faut savoir que, grâce au développement des applications diverses de l'électricité, la production de celle-ci à partir de l'énergie nucléaire permettra de réduire, dans des proportions importantes, la pollution due aux foyers industriels et domestiques, ainsi qu'aux centrales brûlant du charbon ou du fuel et, qui sait, peut-être même aux automobiles. En effet, ces installations font appel à des combustibles dont l'utilisation entraîne le rejet dans l'atmosphère d'une grande quantité de poussières et de produits toxiques, alors que l'énergie nucléaire crée une petite quantité de produits, qui, s'ils sont dangereux, peuvent par contre être facilement rassemblés et stockés pendant le temps nécessaire pour les rendre inoffensifs. On évite ainsi cet effet de dispersion et de pollution généralisée qu'accompagne le sentiment d'irresponsabilité collective qui caractérise actuellement les pollutions chimiques.

Il serait infiniment dommage que le développement de l'industrie nucléaire soit mal accepté par le grand public du fait d'une mauvaise information qui, entraînant un comportement irrationnel, le conduirait à exagérer les inconvénients, qui sont minimes, et à dissimuler les avantages qui sont très importants. Il est certain que l'énergie électrique surtout lorsqu'on peut la produire économiquement est un facteur important de l'élévation du niveau de vie : cela est si vrai que l'on mesure souvent le degré de développement économique d'un pays par sa consommation d'électricité par habitant.

Pour répondre à l'augmentation constante de la consommation d'énergie, certains pays peuvent encore faire appel à l'hydraulique, mais le plus grand nombre, dont la France, ne dispose que de l'alternative.

— **Energie thermique** reposant sur la combustion du charbon et surtout du fuel, entraînant une pollution atmosphérique croissante, sujette aux aléas économiques et politiques.

— **Energie nucléaire**, qui, dans l'immédiat, met l'humanité à l'abri d'une pénurie d'énergie et qui a l'avantage d'une meilleure protection de l'environnement.

Nous ne voudrions pas terminer sans remercier vivement le service documentation d'Electricité de France qui a volontiers répondu à nos questions et à qui nous devons les photographies qui ont accompagné ce texte.

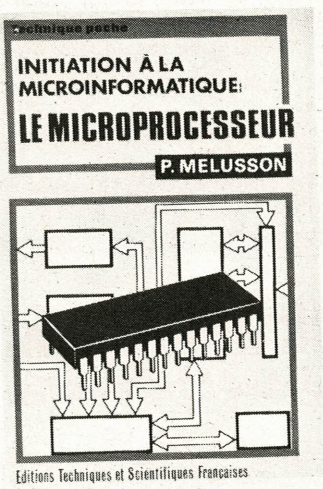
BIBLIOGRAPHIE

Initiation à la micro-informatique : le microprocesseur

par P. MELUSSON

Grâce au développement des technologies "LSI" des circuits intégrés, il apparaît maintenant possible de bénéficier dans le domaine "Grand Public" de réalisations jusque là réservées aux ordinateurs coûteux et volumineux.

– Le microprocesseur a pu ainsi faire son apparition. Il devient la pièce maîtresse d'un microordinateur de conception économique, son système comportant, en outre, des circuits intégrés de fonctions complexes (mémoires et circuits d'interface) sous un faible volume et dont le nombre et la qualité peuvent être calculés avec précision en vue d'un besoin spécifique déterminé.



– Ce principe même de réalisation conduit à des possibilités d'applications rentables dans tous les domaines autres que ceux jusqu'à présent réservés à l'informatique. Citons à titre d'exemple : "Les télécommunications, le radar, les transmissions HF, les automatismes industriels, l'optoélectronique et la signalisation électrique, l'électro-ménager, l'automobile, la télévision, la radio médicale, la radiophonie, etc.

– Le microprocesseur sera bientôt l'instrument de "la qualité de la vie".

– Il devenait alors indispensable que soit édité cet ouvrage *d'initiation à la microinformatique et au microprocesseur* afin que les techniciens, les ingénieurs et même plus simplement les curieux scientifiques puissent être à même de suivre et d'acquérir les bases de cette nouvelle technique si prometteuse, appelée dans notre monde moderne à de très nombreux développements pratiques.

Un volume broché de 136 pages, format 11,7 × 16,5, sous couverture pelliculée – 80 figures.

Prix : 27 F.
Editions ETSF (Collection "Technique poche").
Disponible à la Librairie Parisienne de la Radio.
43, rue de Dunkerque 75010 Paris.

Production de la musique électronique

par Alan DOUGLAS (traduit de l'anglais par Jean MARC).

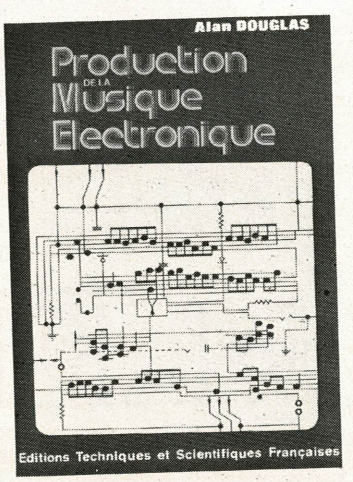
La musique électronique passionne actuellement les électroniciens, les musiciens, les cinéastes, les acousticiens, ainsi que tous les spécialistes de la télévision et de la radio.

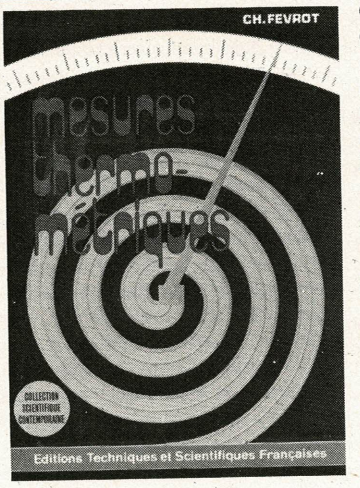
Dans cet ouvrage, l'auteur décrit d'abord les propriétés des instruments conventionnels, indique ensuite ce qu'il faut savoir sur la musique et passe ensuite aux générateurs de musique électronique et aux possibilités offertes par l'électronique aux compositeurs.

Extrait du sommaire :
Propriétés des instruments de musique habituels : haubois, clarinette, trompette, flûte, cordes, orgue, célesta. Gamme musicale tempérament et accord, consonnance et dissonance. Générateurs. Musique électronique et le compositeur.

Un ouvrage de 152 pages, format 15 × 21, 77 schémas, sous couverture pelliculée.

Prix : 36 F.
Editions ETSF.





Mesures thermométriques

par Charles FEVROT

Dans la collection scientifique contemporaine, le dernier né des ouvrages est consacré aux mesures thermométriques.

En 136 pages, l'auteur, bien connu dans les milieux "Mesures" fait le tour des différents procédés relatifs à la mesure des températures.

Un sujet aussi vaste ne peut évidemment qu'être effleuré mais le technicien trouvera comme le néophyte toutes les données lui permettant de comprendre les difficultés de ces mesures, comment on les réalise et les meilleures façons pour pallier les difficultés qui se présentent.

C'est un ouvrage qui doit prendre place dans toutes les bibliothèques à côté des livres classiques consacrés aux industries et aux sciences.

Un volume de 136 pages, format 15 × 21, 65 figures, sous couverture quadrichromie pelliculée.

Prix : 36 F.
Editions ETSF (Collection scientifique contemporaine).

Voltage régulator handbook

Ce manuel, édité par MOTOROLA, n'est pas seulement consacré à la description des régulateurs MOTOROLA, mais donne en outre de nombreuses informations pratiques sur la conception et la réalisation des alimentations régulées.

Henry Wurzburg et ses collaborateurs se sont efforcés de réunir sous un format commode la théorie des régulateurs et de nombreuses configurations de circuit avec des exemples pratiques. D'autres chapitres traitent des éléments de régulation série, des radiateurs, de la réalisation et de la disposition des circuits, du calcul de la puissance d'entrée, de la fiabilité et de la recherche de pannes.

Un chapitre entier est consacré aux caractéristiques des régulateurs intégrés MOTOROLA, et de certains dispositifs nouveaux, comme le régulateur "switch-mode" MC3420 et le détecteur de surtensions MC3423. Un tableau de correspondance donne les différents circuits existants sur le marché et leurs équivalents MOTOROLA. Le manuel se termine par une brève comparaison des avantages et des inconvénients des régulateurs à élément série et des régulateurs "switch-mode".

Un volume de 202 pages.

Prix : 16 F.
Edité par MOTOROLA
Disponible auprès des distributeurs officiels de cette marque.

Aide-mémoire Composants électroniques Aide-mémoire Fonctions de l'électronique

Par Bodgan GRABOWSKI

Ces deux aide-mémoire s'adressent aux ingénieurs, techniciens supérieurs et étudiants qui ont à concevoir ou à utiliser des circuits électroniques.

L'aide-mémoire *Composants de l'électronique* est particulièrement utile aux électroniciens qui ont besoin fréquemment, au cours de leurs travaux, de faire appel à des notions de base oubliées ou à des connaissances indispensables pour utiliser dans de bonnes conditions les composants de l'électronique.

Ces notions rappelées, sans démonstrations détaillées ou inutiles, concernent :
– les définitions et lois fondamentales en électricité et en électronique ;
– les propriétés essentielles de certains matériaux intervenant dans la consitution des composants ;
– les caractéristiques des composants passifs ou actifs et éléments constitutifs des réseaux électroniques, ainsi que des filtres élémentaires simples.

L'aide-mémoire *Fonctions de l'électronique* présente, lui, les fonctions principales électroniques, que ces dernières soient réalisées en composants discrets, ou disponibles sous forme de microstructures. L'auteur s'attache avant tout à caractériser l'élément assurant la fonction, c'est-à-dire à préciser les caractéristiques d'entrée et de sortie qui doivent être prises en considération par l'utilisateur, lequel souhaite de plus en plus construire un ensemble à partir d'éléments fonctionnels disponibles fournis par le fabricant de composants, sans chercher à les réaliser lui-même, avec des éléments discrets. De ce fait, un soin particulier doit être apporté à l'assemblage des opérateurs électroniques. C'est dans cet esprit qu'il a paru nécessaire à l'auteur de donner des indications détaillées sur le problème d'association des amplificateurs.

Dans les deux ouvrages, de nombreuses indications et références sont fournies, destinées à guider l'utilisateur sur les normes et spécifications actuellement établies par l'Union Technique de l'Electricité (U.T.E.).

Sans être des livres de cours, ces deux aide-mémoire, par le souci pédagogique qui a présidé à leur rédaction et les nombreuses indications qu'ils fournissent sur le choix des éléments et la manière d'évaluer les performances, constituent une aide précieuse non seulement aux utilisateurs, mais aussi, grâce à l'effort de classification fait par l'auteur, aux professeurs, et aux étudiants en électronique qui souhaitent rafraîchir rapidement leur mémoire momentanément défaillante.

Deux volumes brochés 13 × 18 de 216 et 196 pages.

Prix : 49 F le volume.
Editions DUNOD (Collection "Aide-mémoire Dunod").

Microprocesseurs et systèmes d'aide au développement de micro-ordinateurs

La division composants de SIEMENS publie cet ouvrage de façon à répondre aux questions posées par le lecteur français sur les microprocesseurs.

Ce manuel, rédigé en français, est accessible à un public non spécialisé et comprend 4 parties :
– Un exposé simple sur la constitution et l'application des microprocesseurs, avec des notions élémentaires de technologie, les coûts et les critères de choix.
– Une présentation et une description d'un ensemble d'appareils utiles au développement des systèmes à microprocesseurs : ceux-ci nécessitent en effet une méthode de conception originale par rapport aux techniques connues.
– Un programme de vente de tous les composants, sous-ensembles et systèmes commercialisés en France par Siemens dans le domaine des microprocesseurs, ainsi qu'une bibliographie des ouvrages Siemens, en français et en anglais, parus et à paraître, sur les microprocesseurs.
– Un index en français et en anglais de 340 termes propres à cette nouvelle technique, suivis dans la plupart des cas d'une brève définition.

Un ouvrage de 108 pages, format 15 × 21.

Prix : 20 F.
Edité par SIEMENS
Disponible chez ER2IAM, 54, rue du Prieuré, 28230 Epernon.

Comprendre et utiliser l'électrocardiographe

par Daniel HEYDEN

L'environnement du médecin s'est peuplé de machines, d'abord mécaniques puis électriques. Depuis une vingtaine d'années, l'électronique y a fait une entrée tapageuse ; les micro-ordinateurs se préparent à tenir le devant de la scène.

La formation de base du futur médecin s'est parallèlement enrichie de notions scientifiques, mais le lien entre les données théoriques et la manipulation pratique des appareils demeure difficile.

Cet ouvrage est donc destiné aux médecins, mais également à une nouvelle génération de techniciens désirant acquérir une spécialisation d'électronique médicale.

La première partie de cet ouvrage présente d'une manière assez concise les principes physiques et chimiques mis à contribution dans les mesures d'électrocardiographie, et surtout l'acquisition et la mesure de grandeurs d'origine physiologique ainsi que les caractéristiques des signaux correspondants.

L'instrumentation est ensuite analysée ainsi que les problèmes pratiques de mise en œuvre et les techniques dérivées.

Des conseils sur le choix d'un appareil d'électrocardiographie et des extraits de normes précédent un lexique très complet des termes utilisés dans cette technique. L'ouvrage se termine par des fiches techniques qui permettent à l'utilisateur de déceler rapidement la cause des anomalies observées lors de la mise en route d'un électrocardiographe.

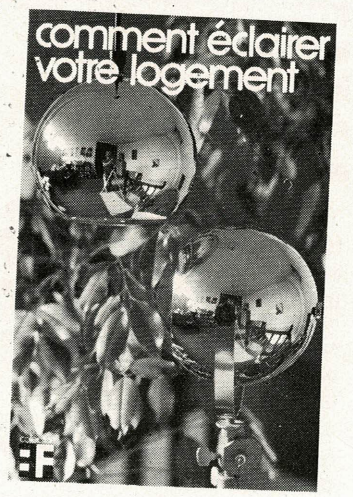
Un volume broché 11 × 23, 110 pages.

Editions SIMEP
47-49, rue du 4 Août, 69100 Villeurbanne.

Comment éclairer votre logement

Le Centre d'Information de l'Eclairage, créé depuis un an, publie cet ouvrage en collaboration avec le Centre d'Etudes et de Documentation du Foyer Domestique.

Ce livre abondamment illustré en couleur et comprenant de nombreux croquis et dessins, a un but pratique par les suggestions d'éclairage qu'il contient et les conseils qu'il donne.

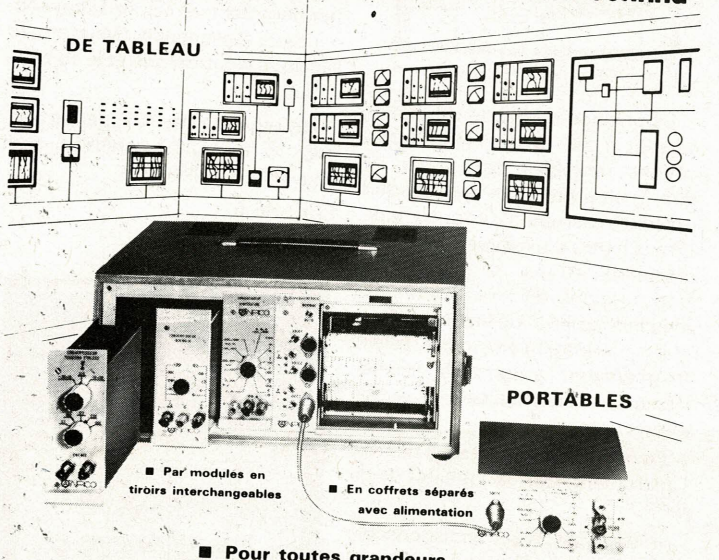


Il offre en outre l'avantage de mettre à la disposition, ou de rappeler au lecteur, un certain nombre de connaissances plus techniques présentées de façon à être accessibles à tous.

Il fait notamment le point sur les sources de lumière, les différents types de luminaires et traite de tous les aspects de l'éclairage de l'habitat et de ses abords.

Un volume de 96 pages, format 13,5 × 21.
Prix : 16,05 F (18,83 port inclus)
Editions LUX
Disponible au CIE, 52, boulevard Malesherbes, 75008 Paris.

enregistreurs potentiométriques
multicourbes jusqu'à 6 courbes à tracé continu



■ Pour toutes grandeurs

ONPICO Rue du Pont Rouge
59236 FRELINGHIEN Tél : (20) 77.80.80

NOUVEAUTES

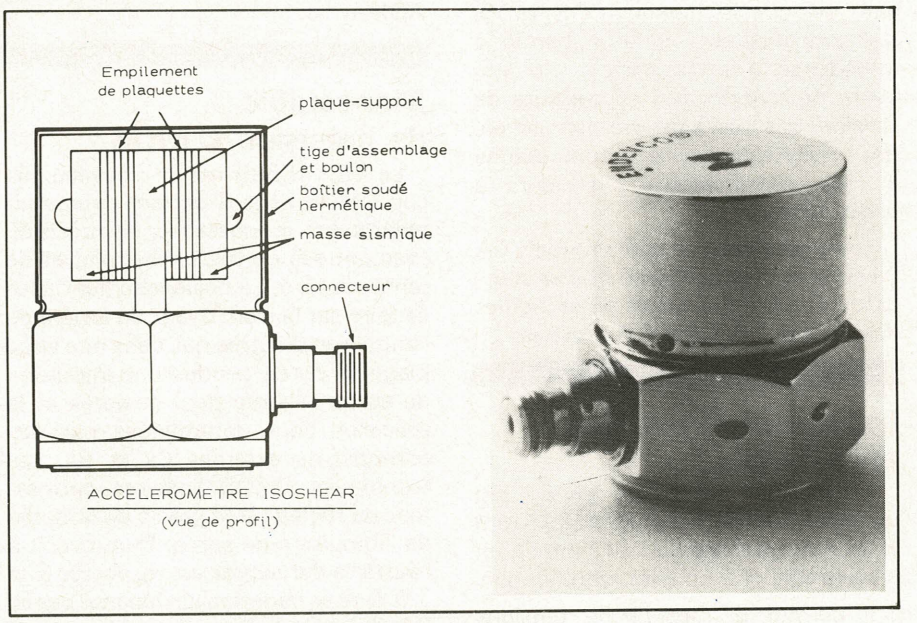
Capteurs de vibrations totalement isolés

Ces nouveaux accéléromètres ont un isolement exceptionnel aux phénomènes physiques qui dégradent les mesures de vibration, à savoir : les contraintes de base, les effets de température, l'humidité et les bruits électriques.

La construction ISOSHEAR utilise des technologies brevetées par ENDEVCO depuis des années et un concept entièrement nouveau d'orientation des cristaux piezoélectriques. Il en résulte des capteurs de sensibilité allant jusqu'à 200 pC/g, soit 10 fois supérieure aux autres capteurs à cisaillement. Cette technique permet une compensation en température simple et efficace, réalisée à l'intérieur même du capteur.

suffit pour cela de changer le nombre de plaquettes piezoélectriques, la nature de la céramique ainsi que les plaquettes de compensation en température. Ces capteurs sont ainsi isolés des méfaits de l'humidité car toutes les pièces en contact avec l'extérieur sont soudées entre elles. Ce sont, en fait, des capteurs hermétiques.

Ces accéléromètres sont disponibles avec des sensibilités de 50, 100 et 200 pC/g et avec des connecteurs sur le côté ou sur le dessus pour les unités de 50 et 100 pC/g. Une autre caractéristique importante est la variation de sensibilité avec la température. Elle est de l'ordre de 1,5 % pour une variation jusqu'à 200° C. La fréquence de résonance suivant le modèle varie de 22 à 32 KHz et les contraintes de base sont comprises entre 0,00025 et 0,0001 g équivalent par microdéformation.



ACCELEROMETRE ISOSHEAR
(vue de profil)

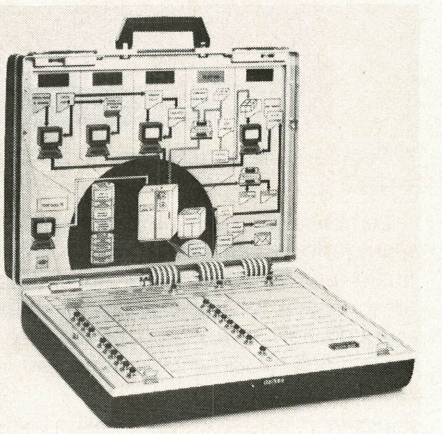
Les chercheurs d'Endevco ont ainsi conçu un capteur à cisaillement parfaitement symétrique. Il est constitué d'une plaque support et d'empilements de céramiques piezoélectriques situés de part et d'autre. Une masse sismique est placée à l'extrémité de chaque empilement et le tout est assemblé par une vis qui traverse les différents éléments. La compensation en température est réalisée par l'insertion de plaquettes capacitives au milieu des éléments piezoélectriques. Une interconnexion judicieuse des cristaux assure une forte sensibilité de l'ensemble. Cette conception permet, en plus, de réaliser très facilement des capteurs pour des applications particulières. Il

ENDEVCO FRANCE, **76 rue des Grands-Champs 75020 Paris. Tél. : 344-07-65.**

Synoptique lumineux de démonstration

Présenté en malette type attaché case, ce synoptique constitue une aide précieuse à l'agent commercial, au représentant, etc., chargés de présenter le fonctionnement d'un système.

Matériel réalisé suivant desiderata de l'utilisateur ; 8 couleurs possibles, modules lumineux 10 × 20 mm, panneau avant en altuglass peint sur face intérieure.



Dans la même technologie, SAGEM réalise des panneaux lumineux de toutes dimensions adaptés aux différents problèmes.

SAGEM, **6, avenue d'Iéna, 75016 Paris. Tél. : 723-54-55.**

Capteurs de pression subminiatures

Endevco introduit une gamme de capteurs de pression subminiatures – série 8507 – pour réaliser des mesures quasi ponctuelles. Ce sont des capteurs piezorésistants, particulièrement robustes pour mesures statiques et dynamiques avec un signal de sortie pleine échelle de 300 mV et une compensation thermique interne.

Leurs principales caractéristiques sont :

– Etendue de mesure : 140, 345, 1035 et 3450 mbars. Il est à noter que des capteurs de 7,14, 35 et 70 bars seront disponibles dans les six mois à venir.

– Dimensions : le capteur est un cylindre de diamètre 2,4 mm et de longueur 19,1 mm. Il existe une autre version avec compensation thermique externe, ce qui permet de réduire le corps du capteur à une longueur de 5 mm.

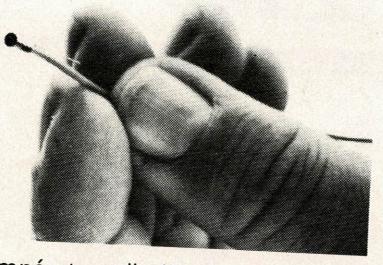
– Haute fréquence de résonnance : entre 45 000 et 180 000 Hertz

– Linéarité de 1 % sur l'étendue de mesure pour le 140 mbars et de 0,25 % pour les autres.

– Surcharges minimum acceptables de 3 fois l'étendue de mesure.

– Robustesse : ces capteurs supportent des chocs de 10 000 g.

– Construction interne : elle consiste en un diaphragme en silicium sur lequel un pont de Wheatstone est diffusé et en un circuit de compensation qui utilise la technologie hybride.



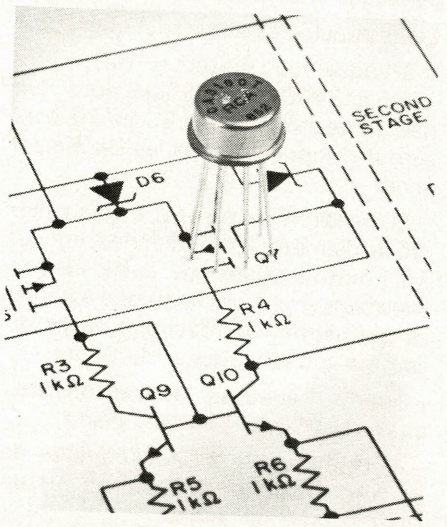
– Température d'utilisation : – 37° C à + 107° C

La conception originale de ces capteurs et leurs caractéristiques les destinent principalement aux utilisations en soufflerie, à l'étude de flux de réacteurs d'avion et aux mesures de pressions induites par l'écoulement de fluides sur des surfaces.

ENDEVCO FRANCE (Déjà mentionné).

Amplificateurs opérationnels BiMOS à fréquence compensée

Une nouvelle série d'amplificateurs opérationnels BiMOS à fréquences compensées, la série CA 3160, a été introduite par RCA Solid State. Ces dispositifs combinent les avantages de différentes technologies de circuits intégrés sur une seule pastille monolithique, avec des transistors à effet de champ MOS à canal – p à protection par porte à l'étage d'entrée et une paire de transistors COS/MOS à l'étage de sortie.



L'étage d'entrée MOS-P, du CA 3160 assure une indépendance très élevée à l'entrée, une très faible tension à l'entrée et une très grande vitesse. La possibilité de tension d'entrée en mode commun va jusqu'à 0,5 V en dessous du terminal négatif d'alimentation – un avantage important pour des applications à une seule alimentation.

La paire de transistors COS/MOS de sortie est capable de délivrer une excursion de tension de sortie à 10 mV au plus de l'une ou l'autre tension d'alimentation, même avec des impédances de charge très élevées.

Un réseau de compensation de fréquences sur pastille est prévu à l'intérieur du dispositif. Une compensation de phase ou une élimination de fréquence supplémentaires peuvent être fournies extérieurement.

Les circuits CA 3160 fonctionnent avec une tension d'alimentation de 5 à 16 V (ou + 2,5 à + 8 V avec une alimentation divisée) et ils ont des terminaux pour le règlage de la tension de décalage, lorsque une possibilité nulle de décalage est nécessaire. Un échantillonnage de l'étage de sortie est également possible.

Les applications du CA 3160 comprennent des amplificateurs à une seule alimentation référencés à la terre, des amplificateurs échantillonneurs bloqueurs rapides, des minuteries de longue durée et des multivibreurs monostables pouvant être reliés avec des circuits digitaux COS/MOS, des amplificateurs à large bande à impédance d'entrée élevée, des suiveurs de tension, des régulateurs de tension, des oscillateurs à pont Wien, des oscillateurs à tension commandée et des amplificateurs détecteurs à photo-diodes.

Les amplificateurs opérationnels CA 3160 sont disponibles en boîtier standard TO – 5 à 8 broches ou en boîtier dual in line DIL CAN à 8 broches.

Indicateur numérique encastrable

L'indicateur numérique VN 2 K est un appareil miniaturisé : façade 75 mm × 25 mm ; profondeur : 117 mm. Il est encastrable et à polarité automatique.

Il permet la mesure de tensions continues et alternatives : 200-2 000 mV ; 20-200 V en courant continu ; 200 V et 750 V en courant alternatif.

Son faible prix et ses 2 000 points de mesure en font un appareil de grande diffusion.

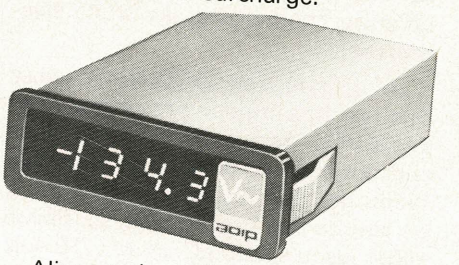
Caractéristiques :

– Fonction "Volt continu" :
4 calibres au choix : 200 mV, 2 000 mV, 20 V, 200 V ;
Résolution 100 φV sur le calibre 200 mV ;
Impédance d'entrée : 100 kΩ sur le calibre 200 mV ; 10 MΩ sur le calibre 200 V.

– Fonction "Volt alternatif" :
2 calibres au choix : 200 V ou 750 V.
Résolution : 100 mV et 1 V ;
Indépendance d'entrée : > 2 MΩ.

– Précision :
En courant continu : ± 0,1 % de la lecture ± 0,05 % de la pleine échelle,
En courant alternatif : ± 0,1 % de la lecture ± 0,1 % de la pleine échelle.
Bande passante à 0,1 % de 30 Hz à 3 kHz.

– Taux de réjection de mode série des calibres "continu" : > 50 dB à 50 Hz.
– Affichage : LED 7 segments hauteur 8 mm, diode de surcharge.



– Alimentation : l'appareil peut être alimenté par une source extérieure continue de 10 à 15 V – ou par une source extérieure alternative de 12 V.
– Masse : 100 g environ.

AOIP

Monostable de précision C MOS

Le MC14538B est un nouveau circuit CMOS série B portant deux multivibrateurs monostables de précision avec entrées de déclenchement et de remise à zéro. Le déclenchement peut se faire sur le front avant ou arrière de l'impulsion d'entrée qui, dans une large plage de durée, produit une impulsion de sortie calibrée dont la durée et la précision sont déterminées par des composants externes Cx et Rx. Les techniques CMOS linéaires permettent un réglage très précis de la durée de l'impulsion de sortie. D'un circuit à l'autre, la durée type est respectée à ± 1,0 % et sa variation ne dépasse pas ± 0,5 % sur toute l'étendue de la gamme de températures. La durée de l'impulsion de sortie est réglable de 10 μ à l'infini.

Les autres caractéristiques du MC14538B sont des sorties pouvant travailler symétriquement en source ou en dissipateur de courant, des entrées de déclenchement verrouillées, des entrées de remise à zéro indépendantes et verouillées, et une plage étendue de tension d'alimentation : 3 à 18 V continus. En attente, le courant de repos est de 5,0 nA/boîtier pour une alimentation sous 5 V. Les sorties du MC14328B sont capables de commander deux charges TTL à basse puissance, une charge TTL Schottky à

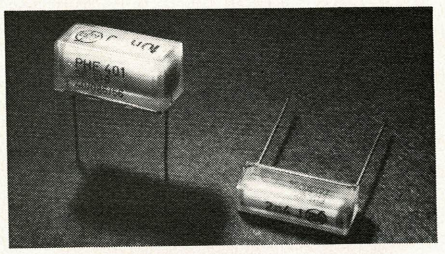
basse puissance ou deux charges HTL sur toute l'étendue de la gamme des températures.

Ce circuit est comptable broche à broche avec le MC14528B dont il représente une version très améliorée. Il est disponible sous boîtier céramique (suffixe L) ou plastique (suffixe P).

MOTROLA Semiconducteurs, **15-17, avenue de Ségur, 75007 Paris. Tél. : 551-50-61.**

Condensateur pour régime impulsionnel

Le PHE 401 est un condensateur au polypropylène métallisé à deux bobinages série. Moulé dans une résine époxy auto-extinguible, il est particulièrement destiné à des applications haute tension et/ou à fortes impulsions.



- Gamme de capacités : 2 000 pF à 11,5 nF (série E 12) ;
- Tolérance : ± 2, ± 5, ± 10 % ;
- Tension nominale : 2 000 Vcc ;
- Gradien de potentiel : 900 V/μs ;
- Température : − 40 à + 85° C.

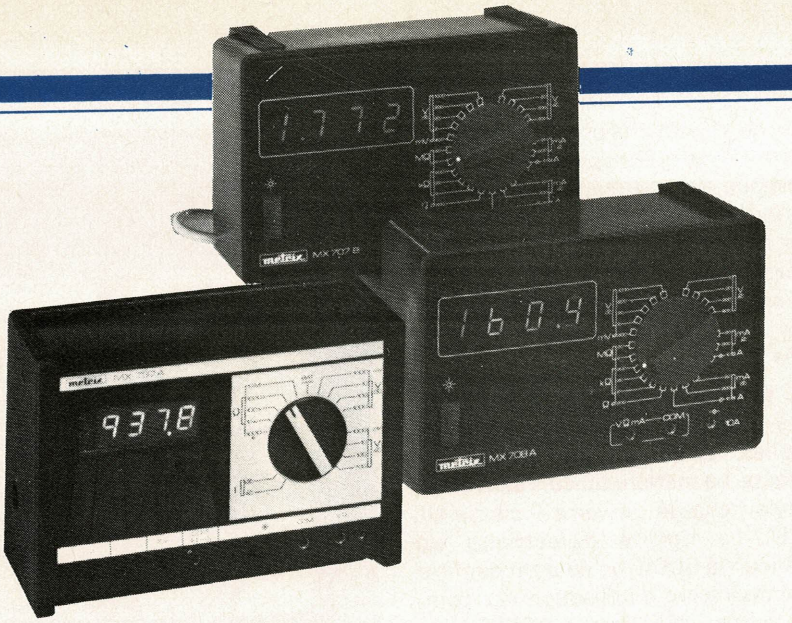
RIFA, **55, rue Carnot, 92100 Boulogne-sur-Seine. Tél. : 603-06-40.**

Deux nouveaux multimètres numériques

Métrix vient de commercialiser deux nouveaux multimètres numériques sous les références MX708 et MX737.

Le MX 708 offre une précision de base de 0,1% contre 0,5% pour le MX 707 dont il possède par ailleurs la présentation et les qualités : 2000 points, mesures de 100 μV – à 1200 V=, de 5 mV≃ 600 V≃ de 100 mΩ à 20 MΩ, de 10 μA à 10 A (20 A pendant 30 s), grands afficheurs LED 16 mm, regroupement des entrées, commandes et affichage sur la plus grande face pour une grande clarté et simplicité d'emploi, boîtier qui ne dérape pas sur la table lorsqu'on manœuvre le commutateur, protection statique 220 V≃ sur tous les calibres $\varphi\omega$ sans fusible.

Le MX 737 pour sa part est un multimètre portatif de précision à 10 000 points et est alimenté par accumulateurs NiCd. Instrument portatif, et par conséquent soumis à un environnement bien plus agressif qu'un multimètre de table. il a été conçu pour rester opérationnel en toutes circonstances.



Son boîtier comporte un pare-chocs en acier gainé de mousse à peau, souple (il peut tomber d'une table sans dommage). La protection en Ω a été portée à 380 V≃ sans fusible. Le shunt universel à 3 calibres est logé dans un tiroir amovible, de telle sorte que le chemin des courants et surintensités accidentelles ne traverse en aucun cas les circuits et commutateur de l'instrument lui-même. Cette disposition permet par ailleurs un échange rapide des 3 fusibles, dont 10 rechanges sont fournies pour chaque modèle.

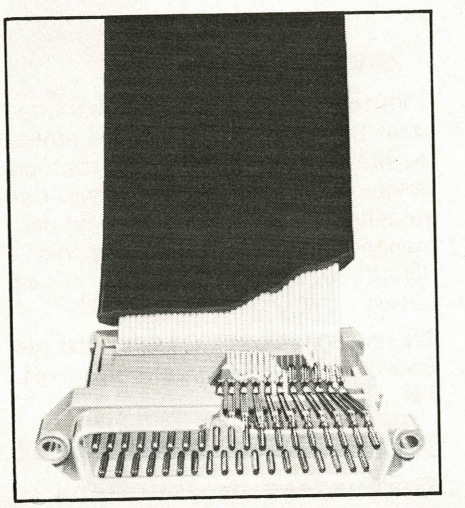
Avec une précision de base de 0.05%, le MX 737 couvre une étendue de mesure de 100 μV= à 1000 V=, de 500 μV à 700 V de 100 mΩ à 10 mΩ., de 100 μA= à 10 A= en plus des accessoires classiques (sondes HT et THT, pinces ampéremétriques, shunts etc.) le MX 737 peut être complété d'un tiroir faibles courants (100 nA à 10 mA) et, disponibles prochainment, d'un tiroir faibles courants dB pour télécommunications (+ 10 à − 70 dB, 400 à 3500 Hz), d'une sonde de température et d'une sonde de mémorisation automatique.

ITT-METRIX, **Chemin de la Croix-Rouge, B.P. 30, 74010 Annecy. Tél. : (50) 52-81-02.**

Connecteurs pour câbles plats sans dénudage ni soudure

T & B/ANSLEY vient de commercialiser une nouvelle série de connecteurs sub "D" BLUE MACS à perçage d'isolant qui se raccordent au câble plat gainé pour réaliser le premier système de raccordement câble/connecteur industriel spécialement conçu pour les interconnexions externes et conformes aux normes UL de l'équipement électronique. Cette série de connecteurs utilise un contact TULIP à 4 points, à perçage d'isolant breveté ANSLEY d'une conception unique à "changement de pas" qui permet aux connecteurs d'être raccordés à n'importe quel câble plat standard au pas de 1,27 mm (.050") tout en maintenant une compatibilité interne/externe avec les connecteurs type "D" d'entr'axes 1,37 mm (.054") de l'industrie.

Conçu pour une installation facile, le connecteur "D" d'une seule pièce, permet un auto-alignement des sillons du câble qui positionnent automatiquement chaque conducteur du câble sur les contacts en cuivre béryllium pour



assurer une fiabilité électrique maximum. Pour l'installer, il suffit de positionner le câble dans l'ouverture du connecteur et de sertir. Il est possible de raccorder jusqu'à 37 conducteurs simultanément sans dénudage du fil ni soudure.

Le contact en forme de tulipe comprend deux fentes opposées avec qua-

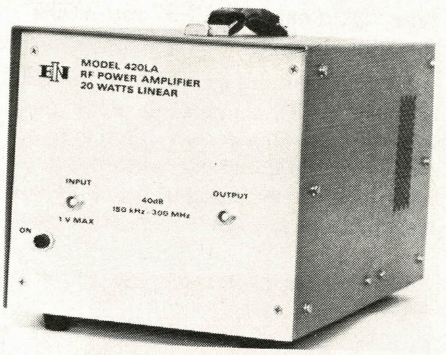
tre bords dénudants pour permettre un maximum de quatre points de contact électrique par conducteur. Pour augmenter la fiabilité du raccordement et pour accroître la sécurité au cours des manipulations répétées, la fente avant agit sur le conducteur comme un système anti-traction pendant toute sa durée de vie.

La série des connecteurs "D" comporte plusieurs options : mâles et femelles, avec 9, 15, 25 et 37 contacts. La matière du connecteur est en nylon chargé de verre – classe UL 94VO. La rigidité diélectrique est supérieure à 500 V en courant continu. La température d'utilisation est comprise entre – 55° C et + 105° C.

THOMAS ET BETT : **55-57 Place de la Seine, Silic 120, 94513 Rungis-Cedex. Tél. : 687-23-85.**

Amplificateur large bande

Le modèle 420LA de E.N.I. délivre une puissance minimum de 20 watts linéaires en classe A dans toute la gamme de 150 hKz à 300 MHz. Il peut amplifier des modulations complexes avec une distorsion minimum.



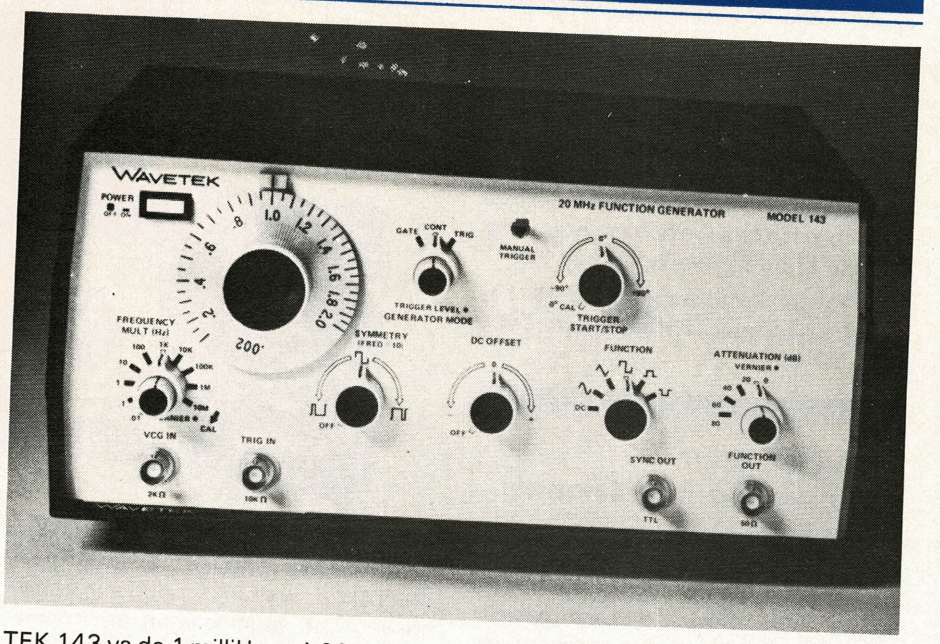
Le temps de réponse est extrêmement bref étant donné que les temps de montée et de descente sont de l'ordre de 2 à 3 nanosecondes. Cet amplificateur peut fonctionner en permanence sur n'importe quelle impédance, du court-circuit au circuit ouvert.

Distribué par COMSATEC, **-16 rue Baudin, 92300 Levallois-Perret. Tél. : 758-59-10.**

Générateur de fonctions 20 MHz

Ce générateur très complet peut fonctionner en mode entretenu, déclenché ou train d'onde et délivrer des signaux sinusoïdaux, carrés ou triangulaires aussi bien qu'une tension continue ou des impulsions positives ou négatives.

La gamme de fréquence du WAVETEK 143 va de 1 milliHertz à 20 méga-Hertz. La tension de sortie maximale est de 30 volts crête à crête ou 15 volts dans 50 ohms. Un atténuateur par bonds de 20 dB avec vernier permet d'obtenir un signal propre et exempt de bruit jusqu'à 80 dB au dessous du niveau maximal.



Un réglage de symétrie permet d'ajuster le rapport cyclique en mode impulsion ou le rapport temps de montée/descente en mode rampe. La phase du point de déclenchement en mode déclenché est également réglable. Enfin WAVETEK VCG permet de balayer le générateur en fréquence à partir d'une source extérieure.

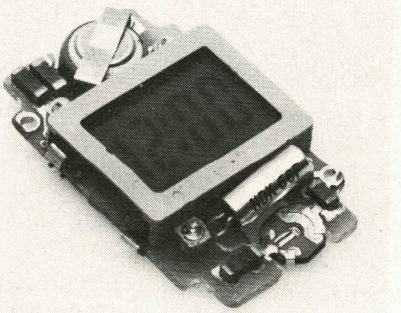
Distribué par ELEXO, **8, rue Sainte-Lucie, 75015 Paris. Tél. : 577-95-70.**

Module extra-plat pour montres électroniques

Dans le cadre de sa nouvelle stratégie de diversification, la SGS-ATES a développé le S 3118, un module de montre digitale à 6 fonctions, avec affichage à cristaux liquides et possibilité de fonctionnement en chronomètre. C'est le résultat d'un programme de développement qui a duré un an, et dont le but était d'obtenir toutes les performances des montres LCD les plus modernes, avec des dimensions permettant un progrès très net dans le design du boîtier.

On a obtenu un module de 3,7 mm seulement d'épaisseur, avec un affichage à 3,5 digits, pour les mois, jours, heures, minutes et un chronomètre. Deux modes d'affichages sont possibles : soit affichage permanent de l'heure, soit alternance de l'heure et de la date.

Dans le fonctionnement du chronomètre, le temps de base est 1 seconde, et on peut mesurer jusqu'à 15 minutes. Le chronomètre étant indépendant des autres fonctions de la montre, il n'influe en rien sur son fonctionnement normal.



Le calendrier, de type "intelligent", considère la durée de 28, 30 ou 31 jours selon les mois, et ne réclame un réglage qu'à chaque année bissextile.

SGS-ATES

Circuit intégré MOS à déclenchemet par variation de fréquence

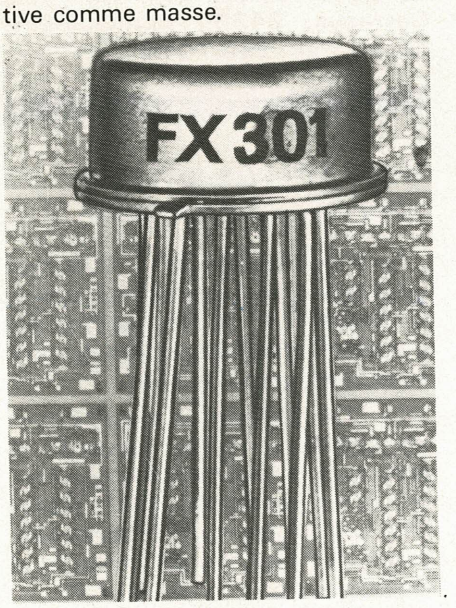
Le circuit intégré FX 301 L est un commutateur dont le déclenchement se fait lorsque la fréquence du signal d'entrée passe au-dessus ou au-dessous d'une valeur prédéterminée.

Grâce à un simple changement de polarité, le FX 301 L peut déclencher en ON ou en OFF soit lorsque la fréquence passe en-dessous, soit lorsqu'elle passe au-dessus de la limite fixée. Cette fréquence limite est très facilement réglable de 1 Hz à 100 KHz à l'aide d'un réseau RC extérieur.

Les applications typiques de ce cir-

cuit se trouvent dans les contrôles de vitesse et les alarmes, tachymètrie, mesure de flux, etc.

Le FX 301 L est alimenté par une source unique dont la tension peut être fixée au choix de −8 à − 15 V et sa consommation est très faible 2,5 mA. Le + de l'alimentation est connecté au boîtier qui est donc normalement considéré comme la masse mais rien n'empêche de prendre la borne négative comme masse.



Le FX 301 L se présente en boîtier métallique genre TO5 à 10 broches. Il est protégé de façon interne contre les décharges statiques.

Distribué par ISC France, **27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne-sur-Seine. Tél. : 604-52-75.**

Alimentations à tensions de sortie prérèglées

Les alimentations de laboratoire possèdent traditionnellement une sortie en tension entièrement variable, un contrôle par indicateur analogique, un degré relatif de précision et une limitation de courant souvent approximative.

Or, dans la majorité des laboratoires, il n'y a pas besoin de tension variable mais de valeurs préréglées au niveau TTL ou à ceux des Circuits intégrés. Ces tensions doivent être précises et réglées finement. L'indicateur analogique qui offre au mieux une précision de 1 % peut être avantageusement remplacé par des commandes linéaires et fiables. De plus, pour s'assurer que la précision et la stabilité sont bien disponibles au point de charge, il est nécessaire que l'appareil présente une compensation à distance.

C'est à ces considérations que répond l'alimentation POWERLAB,

diffusée par la Division Composants Professionnels, membre du G.I.E. "Instruments et Composants ITT". Celle-ci propose des performances supérieures pour un prix comparable aux appareils classiques.

Révolutionnaire par sa présentation, la POWERLAB est une alimentation d'une puissance max. de 33 W. Les tensions de sorties isolées, commandées par bouton-poussoirs, sont préréglées à 5 V, 12 V ou 15 V, avec respectivement des intensités de 2 A, 1 A ou 1 A.

Ces tensions sont réglables à ± 10 % par potentiomètre à glissière d'une précision inférieure à 0,1 % en fin de course.

Le mode de fonctionnement (isolées, série parallèle) également sélectionné par bouton-poussoir, permet un choix de tensions simples depuis 5 V/4 A jusqu'à 30 V/1 A.

La limite de courant est réglable de 10 à 110 % du courant pleine charge avec indication de dépassement par D.E.L.

Ces alimentations sont fournies avec des câbles coaxiaux dont l'âme est utilisée pour la régulation à distance.

ITT Instruments et Composants, **1, avenue Louis-Pasteur, B.P. 124, 92223 Bagneux. Tél. : 253-31-39.**

Oscilloscope portable double trace

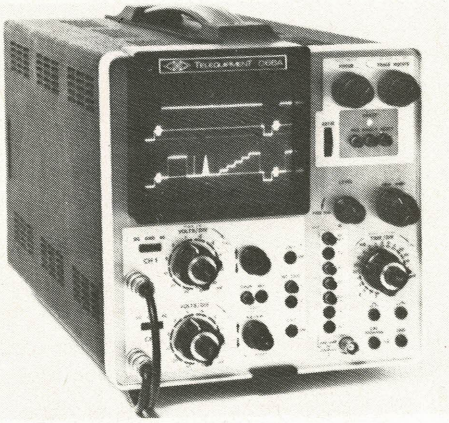
TEKTRONIX annonce l'oscilloscope TELEQUIPMENT, modèle D66A, développé à partir du modèle très connu D66 qu'il remplace.

Le D66A est un oscilloscope portable, double trace, entièrement transistorisé, de 25 MHz de bande passante.

Son tube à rayon cathodique possède un écran de 8 × 10 cm et fournit des représentations nettes et brillantes.

Il bénéficie, par rapport au D66, d'un déclenchement plus performant, d'un panneau avant redessiné et identique à celui du D67A avec un nombre de commandes réduit facilitant ainsi l'utilisation.

L'emploi généralisé de semi-conducteurs allié à celui de transistors à effet de champ dans les circuits



d'entrée assure une dérive minimale, une stabilisation rapide et une grande fiabilité. Pour faciliter la maintenance, les transistors sont enfichés dans des supports.

TEKTRONIX-TELEQUIPMENT, **Z.I. de Courtabœuf, 91401 Orsay. Tél. : 907-78-27.**

Calculatrice à batterie solaire

La calculatrice EL.8026 est la dernière réalisation technologique de SHARP, elle fonctionne sur batterie solaire.

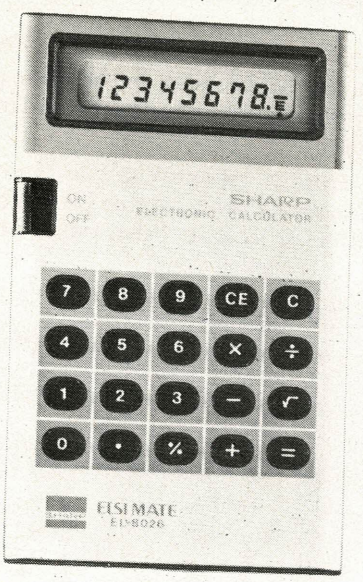
Cette utilisation de l'énergie solaire permet un rechargement de la batterie grâce à une exposition de la calculatrice aux rayons du soleil ou de toute autre source de lumière.

En outre, cette calculatrice se caractérise par les points suivants :

A ce perfectionnement, s'ajoutent incontestablement les raffinements électroniques les plus divers, déjà créés par SHARP, c'est-à-dire :

– dimensions réduites à leurs extrêmes (9 mm d'épaisseur), ce qui permet à l'utilisateur de glisser sa calculatrice dans une poche de costume ou de che-

mise, ou bien encore dans un dossier, sans que cela ne se remarque ;
– affichage à cristaux liquides diminuant considérablement la consommation et permettant de lire très facilement les 8 chiffres représentant la capacité de cette calculatrice ;
– quelques "trucs" pour accélérer les calculs : touches uniques de racines carrée et de pourcentage, témoin de dépassement de capacité ;



– La puissance consommée est de 0,0007 W et le poids de 65 grammes.

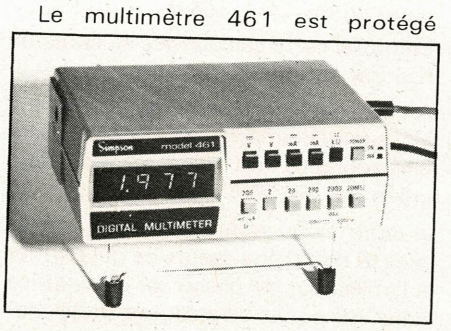
Présentée dans un calepin bloc-notes en cuir avec habillage acier, cette calculatrice est disponible chez S.B.M., dans les grands magasins, et chez les revendeurs spécialisés.

SHARP-SBM, **151-153, avenue Jean-Jaurès, 93300 Aubervilliers. Tél. : 834-00-44.**

Multimètre portatif autonome

Le multimètre SIMPSON 461 possède 5 gammes de tensions continues jusqu'à 1 000 volts, 5 gammes de tensions alternatives jusqu'à 600 volts, 6 gammes de résistances jusqu'à 20 mégohms, 5 gammes de courants continus et alternatifs jusqu'à 2 ampères. Les résolutions respectives sont de 100 microvolts, 0,1 ohm, 100 nanoampères.

Le multimètre 461 est protégé jusqu'à 1 100 volts continus ou 650 volts efficaces en voltimètre, jusqu'à 250 volts efficaces en ohmmètre et 2 ampères par fusible en ampèremètre.



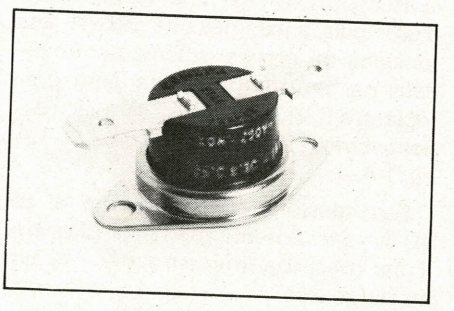
Cet appareil est livré complet avec batteries et chargeur. Une sonde haute tension 40 kV, une sonde haute fréquence, une pince 200 ampères et une sacoche sont proposées en option.

ELEXO (déjà mentionné).

Thermostat à réglage fixe

Ce thermostat, construit selon la norme NFC 93450, est de faible encombrement.

Il est particulièrement destiné à la protection thermique des composants électroniques.



Son pouvoir de coupure est de 10 Ampères sous 250 Volts.

La température de déclenchement peut être choisie de 5° en 5° entre 40° et 115° C.

COMEPA, **34, rue Jacquart, 93500 Pantin. Tél. : 844-87-39.**

Trousse d'outillage pour électronicien

Cette trousse plastique, appelée X celite série 99 MP, contient 39 pièces classées parmi lesquelles :

– 1 manche polyvalent standard ;
– 1 manche poignée de fenêtre ;
– 10 clés à douille ;
– 9 clés Allen ;
– 1 jeu de lames de tournevis Bristol ;
– 1 jeu de tournevis Standard ;
– 1 jeu de tournevis cruciformes ;
– 1 jeu d'alésoirs ;
– 1 poinçon ;
– 1 margeur ;
– 1 rallonge.

Tous ces outils se montent sur l'un ou l'autre des deux manches, avec ou sans rallonge.

Le groupe Cooper, **Z.A. des Petits Carreaux, 94380 Bonneuil-sur-Marne. Tél. : 898-70-39.**

Deux circuits intégrés pour récepteurs radio

Le TDA 1220 et le TDA 1230, deux nouveaux circuits intégrés linéraires de la SGS-ATES, ne manqueront pas d'éveiller l'intérêt des constructeurs de récepteurs radio AM-FM.

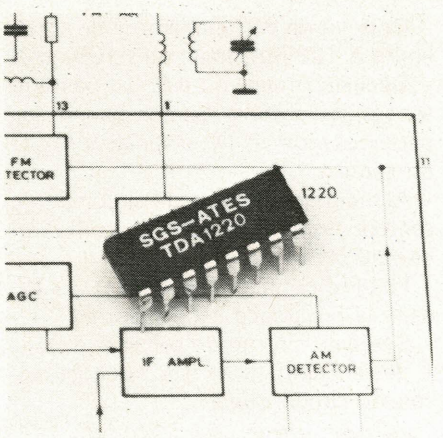
Le TDA 1220 est un système complet, que dans un boîtier standard à 16 broches comporte l'amplificateur-limiteur FI, le démodulateur pour la section FM, l'amplificateur HF, le mélanguer, l'oscillateur local, l'amplificateur FI et le détecteur pour la section AM.

Les performances du TDA 1220 restent constantes, quelle que soit la valeur de la tension d'alimentation, comprise entre 4 et 18 V. La commutation AM-FM s'effectue automatiquement grâce à une commande en continu. En fonctionnement FM, le seuil de limitation permet une bonne sensibilité (30/uV), de plus la réjection AM est élevée (50 dB) et le rapport signal/ bruit est supérieur à 60 dB. En fonctionnement AM la sensibilité est excellente, la distorsion est inférieure à 1% et la plage de l'AGC est supérieure à 80 dB. Le schéma d'application montre avec quelle simplicité on peut réaliser une radio AM- FM autour de ce dispositif.

Le TDA 1230 est destiné au

contraire à l'emploi en récepteur monophonique AM-FM et comporte un système complet pour l'amplification et la démodulation des signaux FM, un amplificateur audio de 4 W avec une entrée BF accessible. Le nombre de composants périphériques est minime, la commande du volume en continu a une dynamique de 90 dB. La sensibilité et la réjection AM sont similaires à celles du TDA 1220, alors que le rapport signal/bruit et la réjection d'alimentation sont respectivement de 66 à 45 dB. Le boîtier est un fin-dip standard.

SGS-ATES, **17 avenue de Choisy, 75643 Paris Cédex. Tél. : 584-27-30.**



Vidicon pyroélectrique

Ce nouveau vidicon pyroélectrique fabriqué par English Electric Valve Company, forme la base de systèmes d'images thermiques non refroidies, à faible coût, avec des applications multiples aussi bien dans le domaine civil que militaire. Ces systèmes ont maintenant la possibilité de détecter et de voir durant la nuit et le jour au travers des fumées de camouflage et de surintensité ponctuelles.

Le PB092 est un vidicon de taille standard 1", sensible aux radiations infrarouges dans la bande des 1,8 à 1000 um, et optimisé dans la bande des 8 à 14 μm. Lorsque ce tube est utilisé avec un objectif à haute performance, on peut avoir une résolution thermique de moins de 0,2° C et une résolution télévision de 300 lignes TV.

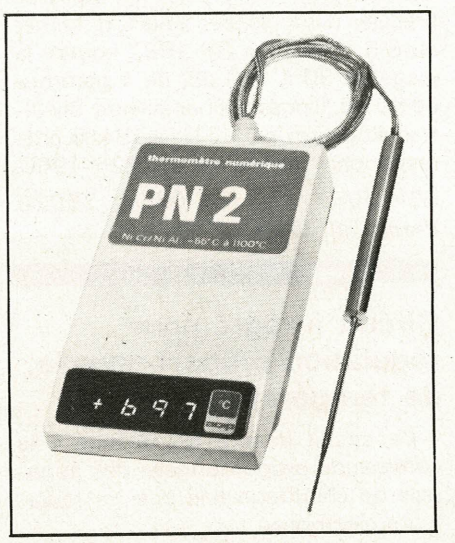
Caractéristiques abrégées :
- Bande spectrale : 1,8 – 1000 μm optimisée entre 8,0 et 14 μm.
- Sensibilité à l'excès de puissance radiée d'objets étant à une température supérieur à l'ambiante : 72 μA/W (équivalent de 0,2°C pour des températures ambiantes normales) ;
- Gamma du courant de signal : Unité ;
- Résolution télévision : 300 lignes TV à 2 ° C de différentiel.
- Cible : Sulfate de triglycine exposé à du deuterium (TGS) ;
- Diamètre de cible utile : 18 mm.

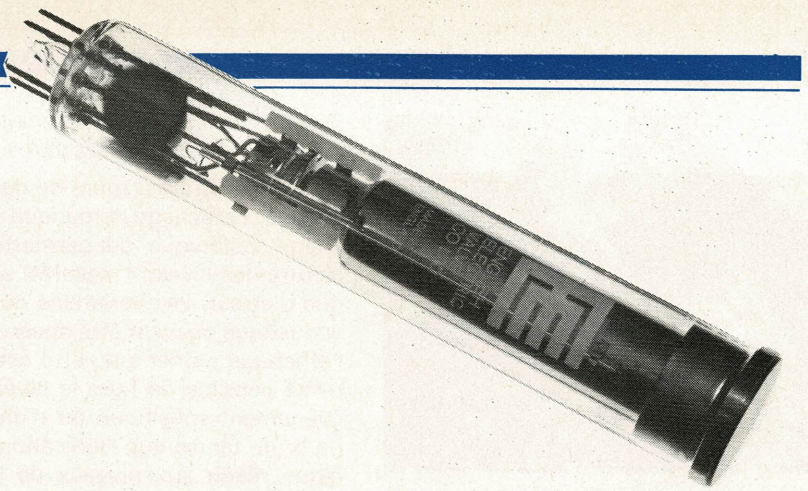
Applications typiques :
- Systèmes de surveillance continue (24 h/24 h) ;
- Interférométrie laser continue et alignement laser ;
- Détection de source de chaleur ;
- Fuite dans les isolations thermiques, dans les lignes de puissance et dans le recouvrement interne de fours ;
- Détection de radiation hyperfréquence dans la Bande "O" ;
- Système de vision thermique pour véhicules blindés.

Distribué par GEC COMPOSANTS, **Tour d'Asnières, 194 avenue des Grésillons, 92606 Asnières. Tél. : 791-44-44.**

Thermomètre numérique de poche

Cet appareil est destiné à la mesure directe en °C de température avec sonde au platine ou thermo-couple. Il est utilisé dans tous les cas où des mesures rapides de températures doivent être faites : laboratoires, conditionnement d'air, industries alimentaires, etc.





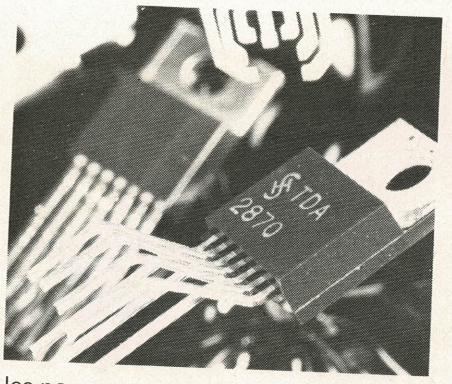
Caractéristiques générales :
- 2 000 points de mesures et polarité automatique.
- Affichage LED 7 segments, hauteur des chiffres : 8 mm.
- Alimentation : par piles 1,5 V type standard R 6 ou LR 6.
- Autonomie : 2 500 mesures de 15 s, soit plus de 10 h de fonctionnement avec piles alcalines.
- Dimensions : façade : 85 × 41,5 mm ; épaisseur : 163 mm.
- Masse 400 g.

AOIP, **83-85 Boulevard Vincent-Auriol, 75013 Paris. Tél. : 584-15-40.**

Amplificateur intégré pour autoradio

Les amplificateurs intégrés BF classiques ne conviennent guère aux autoradios, car ils ne réunissent pas les conditions nécessaires à cette application, à savoir puissance de sortie élevée, faible encombrement du boîtier et câblage externe très réduit par économie d'une part, et en raison de la compacité des autoradios modernes, d'autre part. Il s'y ajoute que des tensions alternatives et des parasites se superposent à la tension délivrée par la batterie, ce qui nécessite l'emploi d'un système de filtrage efficace.

Avec le module TDA 2870, Siemens lance sur le marché un circuit spécialement conçu pour résoudre les problèmes que pose le bon fonctionnement d'un récepteur radio à bord d'un véhicule automobile. Le boîtier TO 220, très compact et facile à monter est équipé de 7 broches. Il est ainsi possible d'obtenir, grâce à une boots-trap une puissance de sortie de 10 W sous 14,4/2 Ω (2 haut-parleurs de 4 Ω branchés en parallèle) et un filtrage efficace. En présence d'un seul haut-parleur (4 Ω), la puissance de sortie est de 5 W. Pour éviter les surcharges thermiques ainsi que les courants trop élevés en cas de court-circuit, des fusibles sont intégrés aux prises du haut-parleur ; ce qui permet d'éviter toutes



les pannes provoquées par un mauvais traitement (lors du montage ou d'une réparation). La résistance thermique maximale s'élève à 5°C/W (boîtier du chip).

SIEMENS

Darlingtons haute tension

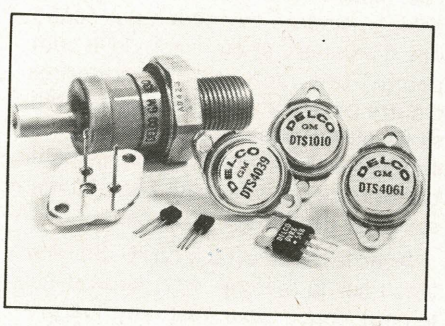
DELCO augmente sa gamme de transistors haute tension Darlington avec deux nouveaux modèles : DTS 4039 et DTS 4061.

Ces deux transistors tiennent respectivement 400 et 600 volts en Vceo avec un Ic maximal de 15 Ampères et un courant base maximal de 4 Ampères.

On peut noter que le gain à 3 Ampères et un Vce de 5 volts est au minimum de 200. Il est encore égal à 8 sous 15 Ampères.

Bien entendu ces Darlington sont présentés en boîtier TO3.

Distribué par ISC France (déjà mentionné).

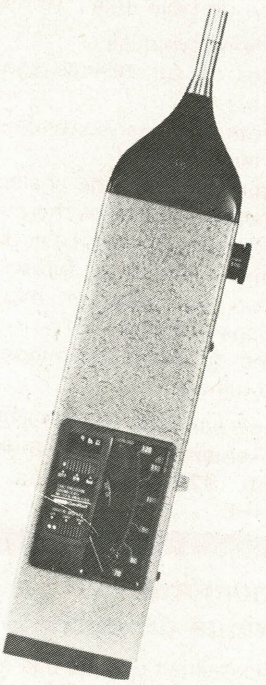


Sonomètre-analyseur de crêtes et d'impulsions

GenRad a lancé son sonomètre-analyseur de précision, modèle 1982, pour la mesure du niveau de bruit. Cet instrument, à fonctions multiples, peut être employé pour mesurer avec précision des niveaux sonores, analyser des bandes d'octaves et mesurer des "pics" et impulsions causés par des bruits de fond. Toutes ces possibilités sont incorporées dans l'instrument et, à la différence d'autres appareils, il ne nécessite pas l'utilisation de filtres spéciaux, ou d'autres accessoires.

Le GR 1982 est muni de deux affichages ; l'affichage numérique et l'affichage analogique, qui permettent une lecture des niveaux mesurés, sans risque d'erreur. Les variations du niveau acoustique peuvent être observées par l'affichage numérique, et il est également possible de figer le niveau d'un évènement spécifique ou d'une crête de bruit, tandis que l'indication analogique réagit aux niveaux de l'entourage.

Le GR 1982 est un instrument idéal pour la mesure du bruit et des vibrations produits dans l'industrie, la



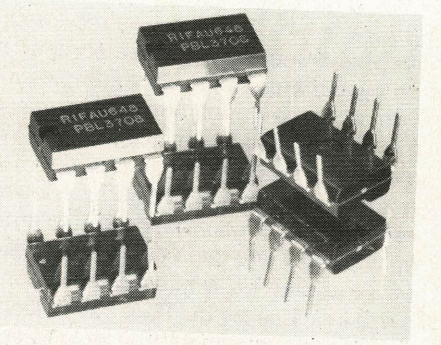
réduction du bruit produit, le contrôle de la qualité, les études de protection de l'ouie, le calibrage des audiomètres et toute autre mesure acoustique.

Le GR 1982 correspond aux normes DIN 45633-1 et 2 pour les mesures précises d'impulsions, à l'IEC R 179 et au B.S. 4197. Le GR 1982 couvre la plage de 30 à 140 dB, en 4 gammes de 50 dB. Il possède par ailleurs, dix filtres d'octave de 31,5 Hz à 16 kHz correspondant au normes IEC 225-1966.

GEN RAD, **96, rue Orfila, 75020 Paris, Tél. : 797-07-39.**

Circuit intégré pour régulation proportionnelle de température

Ce circuit intégré est destiné à la commande proportionnelle des appareils de chauffage tels que les radiateurs électriques.



Le PBL 3708 présente les caractéristiques suivantes :

- Régulation très précise proportionnelle au temps au moyen d'un générateur de rampe permettant d'obtenir une température constante et une commande silencieuse.
- Courant de déclenchement de sortie limité à 120 mA (minimum 100 mA) ;
- Déclenchement du triac au passage à zéro du secteur ce qui élimine les parasites radio et TV, et les distorsions du secteur.
- Alimentation directe du circuit par le secteur (grâce à une alimentation interne stabilisée).
- Faible dissipation (seulement 3,3 W) dans la résistance série d'entrée.
- Système interne de sécurité évitant le déclenchement en cas de court-circuit ou circuit ouvert.

Le PBL 3708, encapsulé dans un boîtier DIL de 8 broches, ne nécessite que 5 composants extérieurs (3 résistances et 2 condensateurs) en excluant le capteur et le potentiomètre de commande.

RIFA, **55 rue Carnot, 92100 Boulogne-Sur-Seine. Tél. : 603-06-40.**

Terminal TTY de poche

Tous les systèmes utilisant un logiciel plus ou moins évolué nécessitent un terminal de liaison.

Ce périphérique, d'ordinaire lourd et onéreux est aujourd'hui disponible sous la forme d'un boîtier de petites dimensions équipé de 36 touches permettant d'obtenir 64 caractères alphanumériques et d'un affichage de 9 digits.

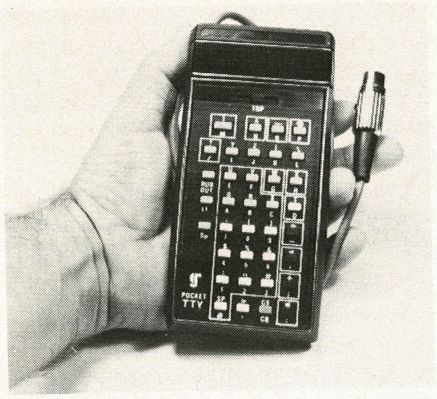
Le "TTY de poche" a toutes les caractéristiques électriques d'un terminal conventionnel.

Il est compatible avec tout le système utilisant le Code ASCII, et capable de transmettre et recevoir sur boucle 20 mA, ou selon la norme RS 232, à la vitesse de 110 bands.

L'alimentation est prélevée sur le système auquel se raccorde le terminal (+ 5 V/400 mA, – 12 V/100 mA).

Ce terminal portatif (25 mm × 75 mm × 155 mm) permet alors d'exécuter toutes les tâches quotidiennes de liaison avec un ordinateur et de plus lorsqu'associé à un micro-ordinateur (système à micro-processeur), il complètera très élégamment le système de base permettant ainsi de rendre homogène la taille et le prix de l'unité centrale et son périphérique.

Technology Resources, **27-29, rue des Poissonniers, 92200 Neuilly-sur-Seine. Tél. : 747-47-17.**



Presse-étoupe pour connecteur

La Société SERME, fabricant de connecteurs coaxiaux conformes aux normes MIL, CCTU, et UTE, a adopté un système de presse-étoupe adaptable à tous les connecteurs.

Ce système appelé "SERLOCK" permet une importante réduction du temps de montage sur une large gamme de câbles. Il offre en outre une retenue exceptionnelle, à la limite du point de rupture du câble, et une excellente étanchéité au ruissellement ; d'autre part, il annule toute chance de rupture de la tresse métallique du câble au niveau du serre-tresse des presse-étoupes conventionnels, lorsque les connecteurs sont soumis à vibrations.

Enfin, tous les connecteurs équipés du système "SERLOCK" sont à contact prisonnier.

SERME, **24 rue Baudry, 75015 Paris. Tél. : 532-23-80.**

Microhmmètre digital

Cet appareil a été developpé spécialement en vue de la mesure de précision de faibles résistances de câbles, fils et enroulements de transformateurs de quelques $\mu\Omega$ à 10 MΩ. Il se distingue par son principe de mesure à 4 conducteurs (selon Thomson / Kelvin) empêchant la résistance propre de la ligne de mesure de fausser le résultat. Le procédé de mesure "dual slope" rend superflu le réglage de point zéro. Il est possible de couper le courant de mesure, ce qui est particulièrement important dans les gammes de haute sensibilité où il peut atteindre 5 A.

Le temps de mesure nécessaire n'est que de 250 ms. Il est possible de faire des mesures individuelles, le courant ne circule alors que pendant la durée de la mesure. En utilisant le trigger incorporé, la séquence de mesure peut être variée de 0.1...2 Hz, le courant de mesure étant alors enclenché en permanence.

Une prise multiple à l'arrière de l'appareil en permet la programmation et la commande externes.

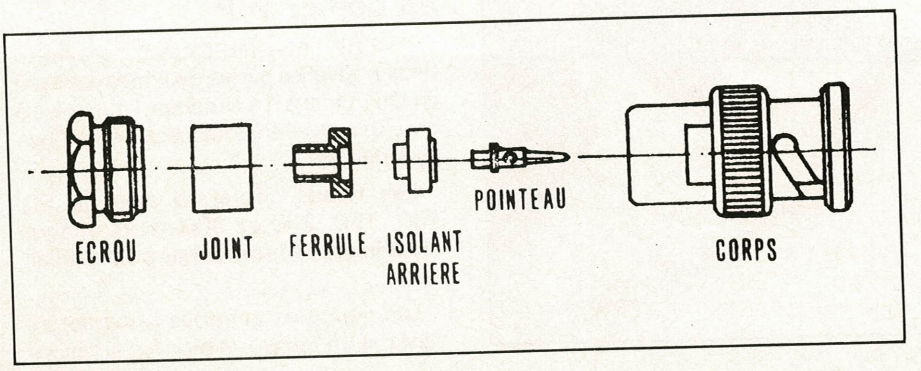
Des chiffres lumineux rouges de 12,7 mm de hauteur (plasma) donnent une lecture facile même à distance. Après la mesure, la valeur mesurée reste affichée jusqu'à ce qu'une nouvelle mesure soit effectuée. En cas de dépassement de la capacité d'affichage ("full scale"), le chiffre "1" se met à clignoter.

TETTEX AG, **Rotbuchstrasse 45, Postfach CH-8042, Zurich, Switzerland. Tél. : 01/26-46-80.**

Vidicons au séléniure de cadmium

Les tubes de prise de vue utilisés jusqu'ici ont un diamètre de 1" et de 2/3" et comportent des couches photosensibles au trisulfure d'antimoine, à

l'oxyde de plomb ou bien des multidiodes au silicium. Siemens lance sur le marché une nouvelle génération de vidicons, dans ces mêmes diamètres (XQ 1450 à 1480) dont la couche photosensible est en séléniure de cadmium. Les sensibilités spectrale et absolue sont considérablement améliorées, ainsi que le gamme, le courant d'obscurité, le traînage et le pouvoir séparateur. Les modèles au séléniure de cadmium peuvent remplacer, sans



problème, les tubes de prise de vue utilisés en radiologie, dans les studios et la télévision industrielle. Dans le visible, ils permettent même d'obtenir une netteté de l'image supérieure à celle des vidicons multidiodes.

Comparés aux vidicons classiques XQ 1060, XQ 1290 et XQ 1310 (au trisulfure d'antimoine), XQ 1350 (à l'oxyde de plomb) et XQ 1200 (vidicon multidiodes), les modèles au séléniure de cadmium XQ 1450 à XQ 1480 présentent de multiples avantages. Notamment leur sensibilité élevée : 2670 μA/1m, rapportée à la température de couleur d'une lampe à finalement de tungstène de 2856 K. Les gammas varient de 0,9 à 0,95. La sensibilité de crête est de 0,5 μA/μW, le rendement quantique atteint presque 1 dans le visible.

SIEMENS, **39,47 boulevard Ornano, 93100 Saint-Denis. Tél. : 820-61-20.**

Détecteur thermique rapide

Le dispositif Thermafilm est un détecteur thermique par résistance de platine (DTRP) d'une largeur de 4,7 mm.

Le nouveau détecteur – modèle 100 W 47 – est adapté à l'emmanchement dans les sondes standards de 6 mm et 1/4 de pouce. Il convient également au montage à l'intérieur ou l'extérieur de tuyauteries. Il satisfait aux exigences des normes BS 1904 et DIN 43760 dans l'intervalle de température compris entre – 70°C et + 600°C, et peut donc servir d'élément de rechange dans les systèmes de mesure qui utilisent des DTRP comprenant un bobinage en platine de haute pureté.

Le Thermafilm se caractérise par un prix relativement peu élevé ainsi que par une réponse accélérée aux changements de température. Sa construction assure une stabilité améliorée sous des conditions de chocs mécaniques ce qui a pour effet un rechange moins fréquent des DTRP.

JOHNSON MATTEY ET Cie, **12, rue de la Cour des Noues, 75020 Paris. Tél. : 797-05-49.**

Alimentation de laboratoire

L'alimentation "LABPAC B300D" fournit une tension de 0 – 40 V à 1,25 A, avec un plus grand courant pour des tensions plus faibles : 0 – 7,5 V à 3 A et 7,5 – 20 V à 1,5 A.

La commande numérique "Oltronix" permet un ajustage précis et une lecture aisée.

Une nouveauté remarquable réside dans le fait que ces alimentations peuvent être surchargées. En effet, deux circuits de limitation de courant, l'un ajusté par l'utilisateur l'autre commandé en fonction de l'élévation de température du boîtier, permettent jusqu'à 100 % de surcharge momentanée. Cela est très utile, surtout pour des charges pulsées qui, avec une limitation de courant conventionnelle, peuvent provoquer des chutes de la tension de sortie.

OLTRONIX labor AG, **Rüschlistrasse 21, CH 2502, Bienne, Suisse.**

Détecteurs infra-rouges

Les détecteurs PPc 522, 522 C et 1821 C sont incorporés dans des boîtiers TO5 ou TO18 et sont équipés d'un préamplificateur du type 741. Des fenêtres de protection adaptées permettent de réduire les signaux parasites.

Les applications les plus importantes se situent dans le domaine de la sécurité et de la lutte contre la pollution :

- Détection de présences ;
- Sécurité des immeubles et des usines ;

- Détection des flammes et des fumées ;
- Barrages de protection ;
- Contrôles et centrages industriels.

Ces composants sont de très petites dimensions :

- Diamètre 6 mm ;
- Longueur hors tout 20 mm.

Ils peuvent être associés à une sonnerie d'alarme, une sirène ou un système de fermeture, réalisant ainsi une surveillance invisible.

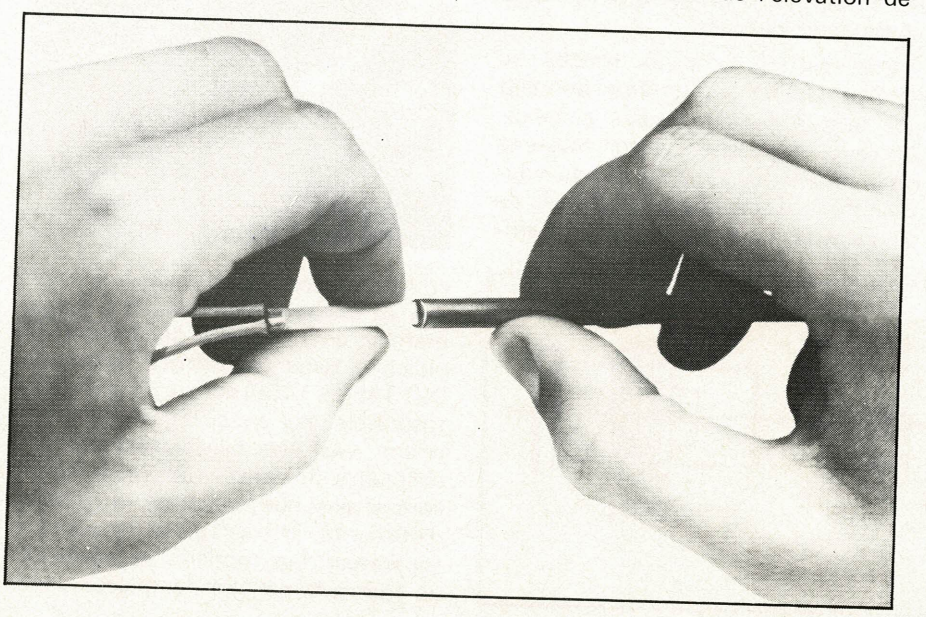
ORIEL, **7, rue Titon, 75011 Paris. Tél. : 371-00-60.**

Lignes à retard en boîtier DIP

PULSE ENGINEERING présente deux nouvelles séries de lignes à retard en DIP, l'une à 14 broches, l'autre à 16 broches, et ayant des caractéristiques supérieures.

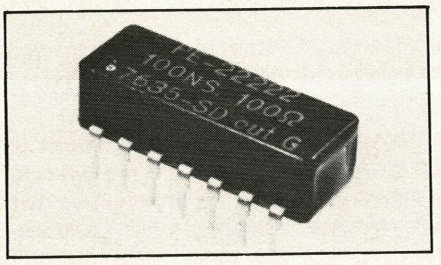
Les temps de retard sont de 50, 100, 150, 200 et 300 ns. et chaque modèle possède dix prises intermédiaires.

Les nouvelles gammes se caractérisent par un temps de montée amélioré,



une faible atténuation et une faible résistance en continu. Les valeurs d'impédance sont de 100 et 200 ohms, qui représentent les valeurs les plus utilisées.

La gamme de température en fonctionnement s'étale de – 65°C à + 125° C et les pièces répondent aux essais prescrits par la MIL-D-23 859.



Outre l'avantage d'un boîtier très peu élevé (6 mm max.) on peut disposer de deux configurations de sortie pour chaque série.

Les nouvelles lignes se à retard sont offertes à des prix compétitifs, étant donné leurs avantages de performance accrue et haute qualité.

Des applications se trouvent dans les équipements d'informatique, d'électronique digitale, de vidéo-studio, de communication téléphonique, de M.I.C., etc. où souvent des problèmes de "timing" ne trouvent une solution qu'à l'aide de lignes à retard.

Pulse Engineering, **quartier de Courtabœuf, B.P. 12, 91401 Orsay. Tél. : 907-62-34.**

Générateur stéréo

Ce nouveau générateur stéréo a été particulièrement étudié pour effectuer les tests d'essais sur les modules et équipements stéréophoniques de grande classe. Il fournit un signal conforme aux standards FCC et EBU pour les émissions stéréophoniques. Il est fabriqué par la firme danoise RADIOMETER sous la référence SMG40.

Parmi les caractéristiques techniques intéressantes, relevées pour une gamme de fréquence comprise entre 100 Hz et 6 kHz, il faut remarquer la très bonne séparation, de l'ordre de 70 dB, obtenue pour les canaux gauche et droit, avec un pourcentage de distorsion généralement inférieur à 0,02 %. La modulation est assurée, soit par un oscillateur incorporé à faible taux de distorsion, donnant 5 séquences fixes, soit par un oscillateur extérieur à fréquence variable.

Cet appareil associe, sous une forme compacte et agréable, la qualité et le design danois. Il trouvera sa place aussi bien dans les laboratoires de recherche et de développement que dans les chaînes de production et les services de maintenance, concernés par les équipements stéréophoniques de haute qualité.

Distribué par : JARRE JACQUIN, **18, rue Pierre et Marie Curie, 75005 Paris. Tél. : 033-78-43.**

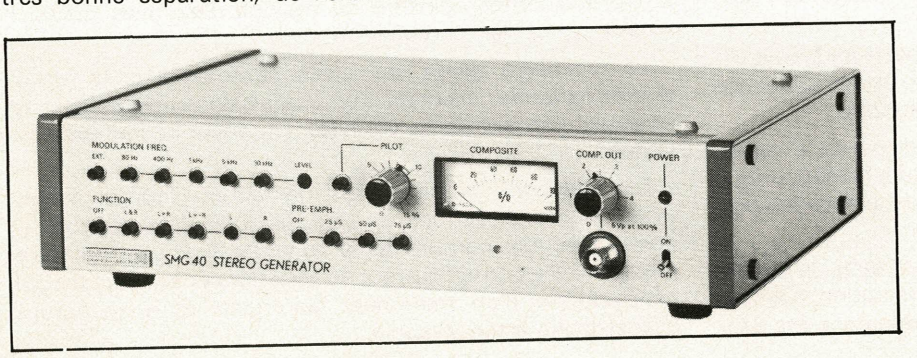
Centrale de surveillance

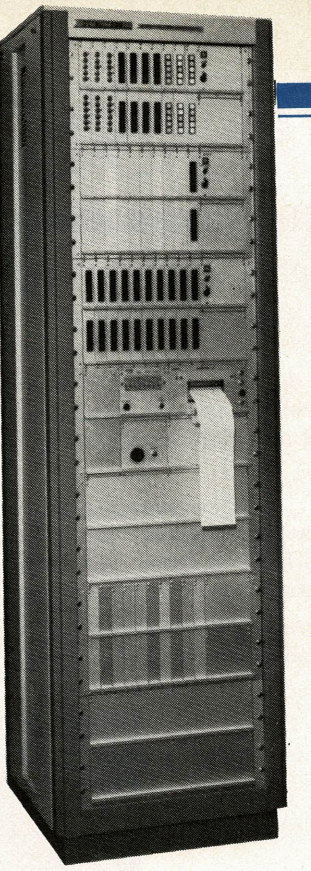
Ce nouvel équipement appelé DELTAL 1000T, est doté de circuits de télécommande permettant une réaction automatique au déclenchement d'une alarme ou d'une valeur, améliorant ainsi la surveillance des points techniques logiques ou analogiques, sur des installations industrielles ou de bâtiments.

Il scrute une voie toutes les 30 micros-secondes, permet de connaître simultanément l'état des points surveillés par repérage de la voie sur synoptique, de conserver les points signalés sur bande d'imprimante, avec enregistrement de l'adresse du point, de l'heure et de la date de l'apparition ou de la disparition du phénomène à signaler. Il peut en outre fournir le journal de tous les enregistrements caractéristiques, et générer les ordres des commandes ou des actions programmées devant suivre l'apparition de certains défauts ou phénomènes.

Ces équipements rencontrent les meilleures applications pour les aérodromes, ensembles immobiliers et commerciaux, hôpitaux, processus de fabrication, etc.

ATEC, **53, rue Maurice Bokanowski, 92600 Asnières. Tél. : 270-46-00.**





Commutateur rotatif à logique codée programmable

Le P/rel est d'une conception tout à fait nouvelle qui fournit une alternative économique aux solutions à commutateurs rotatifs conventionnels dans la commutation manuelle des codes binaires complexes. Le commutateur est complètement programmable jusqu'à 60 pas de programme. Grâce à une exécution spéciale, un disque en circuit imprimé assure la reproduction logique exacte d'une table de vérité et permet l'emploi de n'importe quel code.

Le commutateur présente les particularités suivantes : arrangement modulaire pour une organisation multizone ; montage par enclicquetage de modules fermés qui évitent la contamination par le flux de soudure ; le nouveau module Dual-Flex a une largeur de 41,3 mm, une hauteur de 38,1 mm et un système à double bille et roue crantée qui assure un verrouillage positif et une excellente durée de vie : jusqu'à 20 circuits robustes - picotes soudables espacés de 2,54 mm ; plaque avant et axe en métal traité.

Le bas prix du commutateur P/rel est obtenu par une construction automatique. La fabrication inclut un programme de contrôle d'après la spécification client sur 100 % des pièces.

Gunther-France S.A. : **9, rue Pierre Curie, 92400 Courbevoie. Tél. : 788.42.10.**

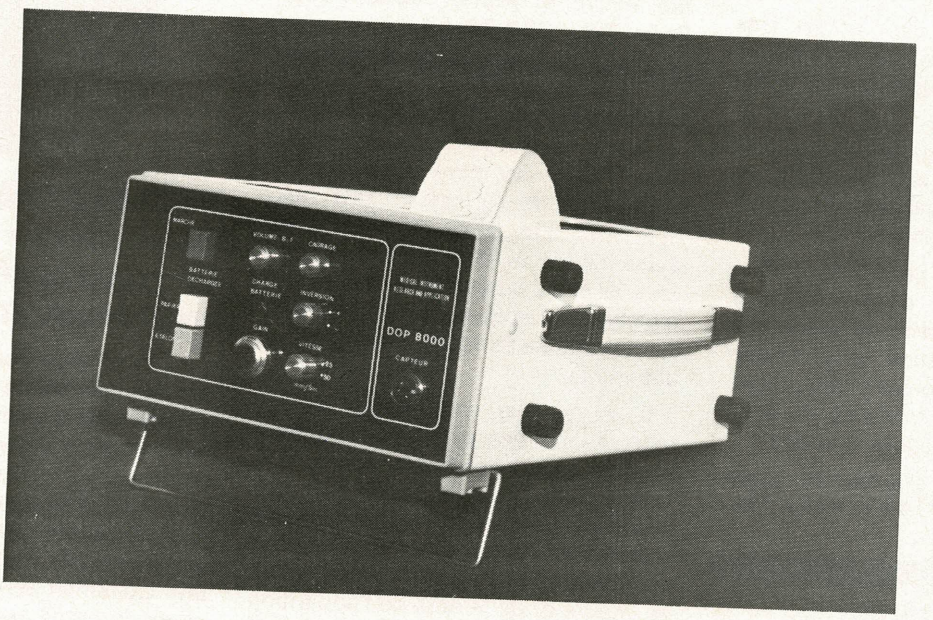
DOSSIER PRODUIT

Applications des appareils d'exploration vasculaire par effet Doppler

Le domaine accessible à l'exploration par effet Doppler couvre les veines et les artères des membres, les gros vaisseaux du cou et de façon indirecte certaines valves cardiaques.

La circulation pulmonaire et la circulation abdominale ne peuvent actuellement être explorées en routine, car la présence d'air (alvéoles pulmonaires, gaz intestinaux) gêne la pénétration du faisceau ultrasonore.

Par ailleurs, la complexité de l'anatomie dans ces régions rendrait le repérage du vaisseau exploré très aléatoire.



Les artères des membres peuvent être le siège de lésions à type de sténoses (rétrécissement sur une portion plus ou moins étendue) ou d'oblitérations. Ces lésions empêchent le sang de parvenir aux tissus, particulièrement quand les besoins de l'organisme sont accrus, c'est-à-dire lors d'un effort. Elles sont accessibles à un traitement chirurgical d'où l'intérêt d'en apprécier avec précision le niveau et le retentissement.

La présence d'une sténose artérielle provoque des modifications caractéristiques du signal sonore et de la courbe de vélocité.

Au niveau de la lésion, la circulation est accélérée (effet Venturi) et devient tourbillonaire.

La sonorité est plus aiguë, chuintante, et se poursuit pendant toute la durée du cycle cardiaque.

La courbe correspondante est plus ample (typiquement 4 à 5 kHz contre 1,5 à 2 kHz au niveau d'une artère saine), elle devient irrégulière et ne redescend pas au zéro.

Au niveau d'une oblitération, le signal disparaît. L'utilisateur suit le trajet du vaisseau et peut entendre la réapparition du signal sonore à l'endroit où le vaisseau est à nouveau perméable grâce à la circulation de suppléance.

Au-dessous d'une sténose ou d'une oblitération, la courbe Doppler subit un amortissement avec diminution d'amplitude (0,5 à 1 kHz contre 1,5 à 2 kHz) et tassement des pentes ascendante et descendante correspondant au pic de vitesse pendant la systole.

L'amortissement constaté est d'autant plus important que les lésions des artères principales sont sérrées, diffuses et mal supplées par d'autres vaisseaux.

L'examen ultrasonore apprécie donc non seulement la maladie artérielle elle-même, mais aussi les moyens de défense de l'organisme, c'est-à-dire le développement d'une circulation collatérale pour suppléer à la circulation principale déficiente..

Les artères du cou sont essentiellement représentées par les carotides, qui assurent une portion importante de la circulation cérébrale.

L'artère carotide primitive issue de l'aorte se divise sous l'angle de la mâchoire en deux branches : carotide interne à destinée cérébrale, carotide externe qui vascularise la face.

L'exploration ultrasonore de cette bifurcation carotidienne permet de détecter la présence d'une sténose ou d'une oblitération de la carotide interne à son origine : de telles lésions peuvent compromettre gravement la vascularisation du cerveau et provoquer des troubles à type de paralysie.

Au niveau du cou comme au niveau des membres, l'examen par effet Doppler est un maillon dans une chaîne qui comprend l'interrogatoire du malade, l'examen médical classique, et des complémentaires.

La radiologie garde une place primordiale sous forme d'artériographie : injection d'un produit de contraste dans le vaisseau, permettant de visualiser l'intérieur de l'artère examinée.

Les examens radiologiques demeurent indispensables avant toute intervention de chirurgie vasculaire. L'exploration ultrasonore permet de les pratiquer avec une meilleure précision, elle permet surtout de sélectionner les malades qui bénéficieront d'un traitement chirurgical et donc auront besoin d'une artériographie.

Après une intervention ou dans le cours d'un traitement médical, l'utilisation des appareils à effet Doppler facilite la surveillance par comparaison des tracés recueillis à des examens successifs.

Les veines des membres peuvent être oblitérés par la formation d'un caillot : phlébites.

Il est important de diagnostiquer l'existence de ce caillot et d'apprécier son extension en raison du retentissement local de l'affection et du risque de migration du caillot au niveau de la circulation pulmonaire (embolie pulmonaire).

La circulation du sang veineux se fait normalement dans le sens périphérie → cœur. Les veines sont munies de valvules qui empêchent le sang de retourner en arrière, par exemple, dans la station debout. Si ces valvules sont détruites, on observera un reflux et l'apparition de troubles à type de varices, ulcères de cheville, etc.

L'examen ultrasonore permet d'évaluer la fonction des valvules : la sonde est placée au niveau de la veine examinée, on exerce une compression manuelle douce des masses musculaires situées plus haut.Normalement, il n'y a pas de reflux du sang, le signal n'est pas modifié. En cas de dysfonctionnement des valvules veineuses, on observera une augmentation de vélocité traduisant le reflux pathologique. Au niveau des veines comme au niveau des artères, il est possible de recourir à des **examens radiologiques**, mais là encore, ceux-ci sont de réalisation plus complexe et **d'un prix de revient plus élevé que l'examen ultrasonore.**

Les valves cardiaques permettent l'efficacité de la pompe cardiaque : elles empêchent le reflux du sang d'une cavité à l'autre (valves situées entre oreillettes et ventricules), et assurent sa progression dans les gros vaisseaux (valves situées à la sortie des ventricules).

L'examen ultrasonore étudie les modifications provoquées par les dysfonctionnements valvulaires sur les courbes de vélocité recueillies au niveau de ces gros vaisseaux.

Il est particulièrement précieux lors de la surveillance des malades ayant subi le remplacement d'une valve cardiaque par une prothèse.

L'appareillage utilisé par le médecin diffère selon le type de malade examiné, et selon la spécialisation.

Le médecin généraliste utilisera plus volontiers un appareil simple, délivrant un signal sonore, type BULL 8000.

Le spécialiste aura recours à l'analyse des courbes de vélocité, recueillies par un appareil directionnel type DOP 8000.

Le chirurgien utilisera en cours d'intervention le même type d'appareil, complété par un module d'affichage digital du débit. En effet, la mesure pré-opératoire du débit est possible en se plaçant dans des conditions reproductibles, grâce à des capteurs-pinces qui sont positionnés autour du vaisseau.

Par la précision des renseignements recueillis, la facilité de mise en œuvre et le caractère totalement externe de la méthode, l'exploration vasculaire périphérique par effet Doppler a pris une place privilégiée dans le bilan des maladies cardio-vasculaires. Les progrès de la technologie permettront prochainement d'accroître encore l'utilité de la méthode et d'élargir son domaine d'application.

Les appareils cités dans cette énumération exhaustive des applications de l'effet Doppler sont conçus et réalisés en France, par la Société Mira Electronique, 175, Grande-Rue-de-la-Guillotière, 69007 Lyon. tél. (78) 69. 40. 56.

5e concours international de musique électro-acoustique de Bourges

Organisé par le Groupe de Musique expérimentale de Bourges, avec l'aide du secrétariat d'Etat à la Culture, ce 5e concours international de musique électroacoustique à reçu la participation de 118 compositeurs de 23 pays, chiffre en nette progression puisque le concours précédent n'avait accueilli que 84 compositeurs. Les radios de 11 pays participaient à cette manifestation. Ce concours poursuit depuis 1973 son action d'encouragement, de promotion et de diffusion des musiques électroacoustiques. La diversité des tendances musicales a conduit les organisateurs à constituer quatre catégories, selon le type de technique employé. Le palmarès du concours 1977 se présente comme suit :

Prix de la musique électroacoustique analogique

1er prix : James Dashow (USA) pour « Whispers out of time », œuvre réalisée au studio di musica elettronica Sciadoni (Rome, Italie).

2e prix : Denis Smalley (Nelle-Zélande) pour « Darkness after time's colours », œuvre réalisée au studio de musique électronique de l'université d'East-Anglia (Norwich, Grande-Bretagne).

Mentions : Peter Beyls (Belgique), Marc Schubert (USA), Svend Kristiansen (Danemark), Arthur Kreiger (USA) et David Koblitz (USA).

Prix de la musique électroacoustique digitale

1er prix : Barry Truax (Canada) pour « Sonic Landscape n° 3 », œuvre réalisée dans le Sonic Research Studio de l'université Simon Fraser (Toronto, Canada).

2e prix : non décerné.

Mentions : Theresa Rampazzi (Italie), Jon Appleton (USA) et John Melby (USA).

Prix de la musique mixte (électroacoustique et instruments traditionnels)

1er prix : non décerné.

2e prix : Hal Freedman (USZ) pour « Skelelemédiana », œuvre réalisée dans le studio Yale EMS (Newhaven, Grande-Bretagne).

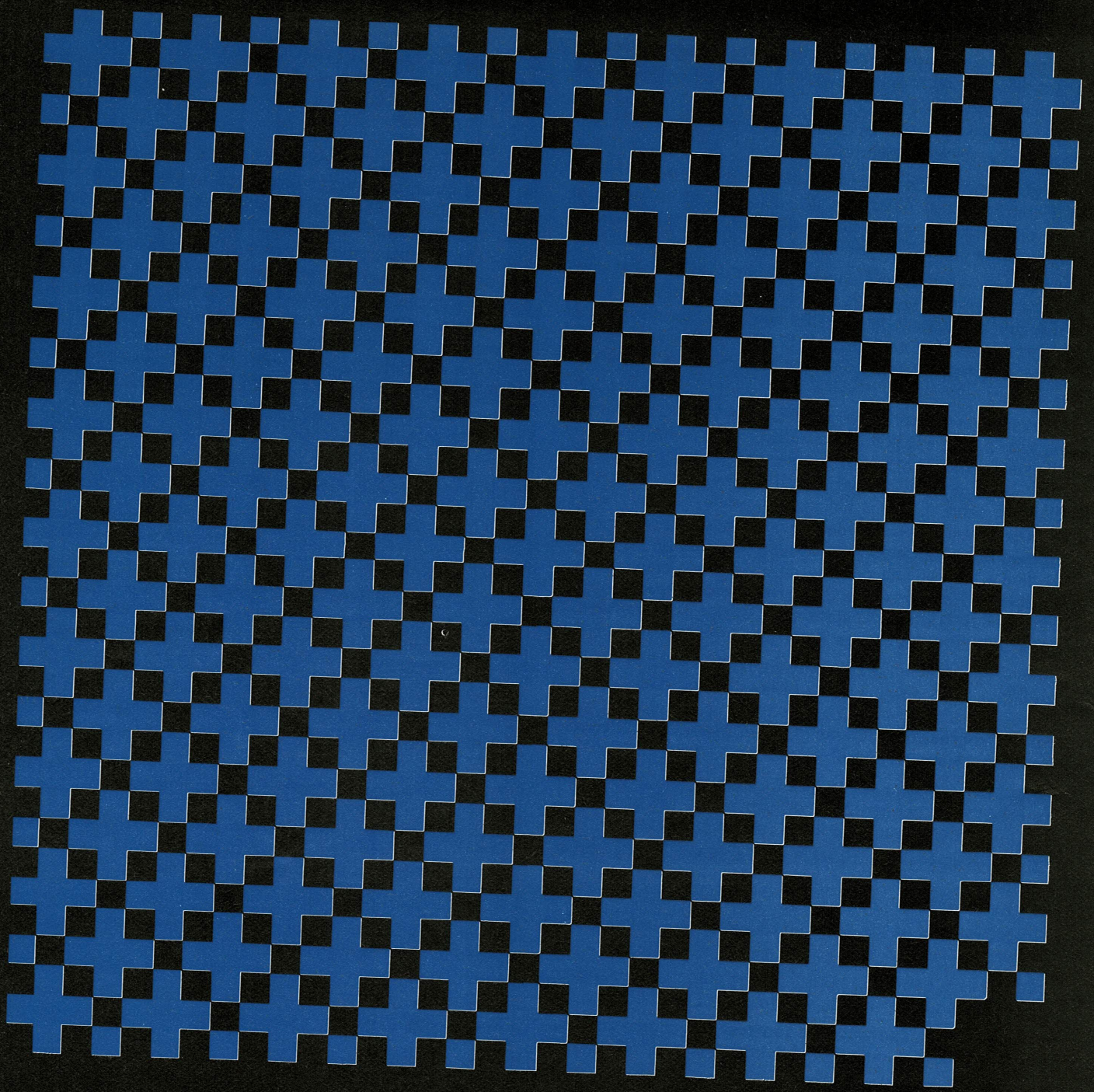
Mentions : James Shadow (USA), Richard Orton (Grande-Bretagne) et Lothar Voigtländer (RDA).

Prix de la musique électroacoustique à programme

1er et 2e prix : non décernés.

Mentions : Martin Schwarzenbander (Autriche) et Max Keller (Suisse).

Une petite pointe de chauvinisme nous incite à regretter qu'aucun compositeur français ne soit mentionné dans ce palmarès. Il est vrai que notre pays ne se trouve pas parmi les premiers dans cette discipline. Nous espérons que les efforts entrepris par les organismes officiels et surtout par les groupes (comme celui de Bourges dont on ne peut que faire l'éloge devant la passion et la somme de travail dont il fait preuve) permettra aux compositeurs français de mener à bien leurs ambitions.



toujours + ...

c'est notre façon de vous satisfaire chez

KF®

SICERONT KF – 304, Bld Charles de Gaulle 92390 Villeneuve-la-Garenne – Tél : 793 28 15 (5 lignes groupées) – Télex : 630984 F

KF®
vous connaissez

mais aussi

une totale collaboration avec les services techniques utilisateurs appréciée de tous.
une gamme d'agents de démoulage spéciaux pour l'électronique.
un stock disponible.
une information permanente.
un effort soutenu et actif.

c'est

une qualité indiscutable.
une gamme très complète.
des références de très haut niveau.
une ouverture sur le progrès.
une équipe de techniciens à votre disposition.
un service technique aux aguets et qui pige.

Message

PROTECTION DES CIRCUITS IMPRIMES.

Notre service technique vient de faire un effort qui mérite d'être signalé : l'amélioration en bloc de toute la gamme des vernis et produits de protection élargissant considérablement l'éventail des utilisateurs en épaisseur, en dureté, en souplesse, en température.
Nous consulter.

— Une gamme complète de matériels et produits techniques à usages électroniques :
F 2, E 100, Givrant 50, Sitosec, Fréon TE, Souffl'ront', Tress'ront', etc...
— Matériel pour la fabrication des circuits imprimés au stade industriel, du laboratoire au prototype, micro perçeuses, tresse à déssouder, fournitures spéciales.
— Résines photosensibles, plaques présensibilisées et produits complémentaires pour la gravure et l'étamage, la soudure, vernis isolants et de tropicalisation, produits d'enrobage, cire diélectrique, graisse silicone, compound transistors, vernis conducteur au graphite, à l'argent, au zinc.
— Produits de désoxydation, régénération, lubrification et protection des contacts. Solvants, décapants. Refroidisseurs pour la détection des pannes d'origine thermique. Produits de soufflage, séchage et de déshumidification, nettoyants anti-statiques. Nettoyants pour têtes et bandes magnétiques.
— Lubrifiants spéciaux, fluides, gels.

Présentation normale
et aérosols, tubes, seringues.

SICERONT KF®

SIEMENS

Microprocesseurs : nous avons beaucoup à dire. Et nous le disons en français.

Comme tous les grands pays industrialisés, la France est entrée dans l'ère des microprocesseurs. Mais voici en quoi l'apport de Siemens, entreprise européenne, y est décisif :

■ Siemens est, par contrat, seconde source pour toute la gamme INTEL.

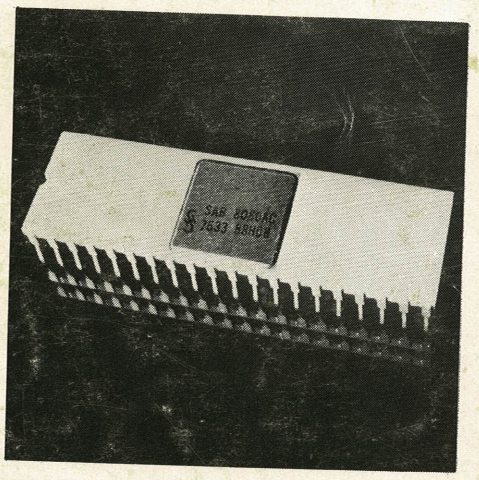
■ Avec plus de 1 500 pages déjà éditées : programme de vente, matériel, logiciel, etc. Siemens facilite votre information en publiant tous ces ouvrages en langue française (liste complète sur demande : voir coupon au bas de cette annonce).

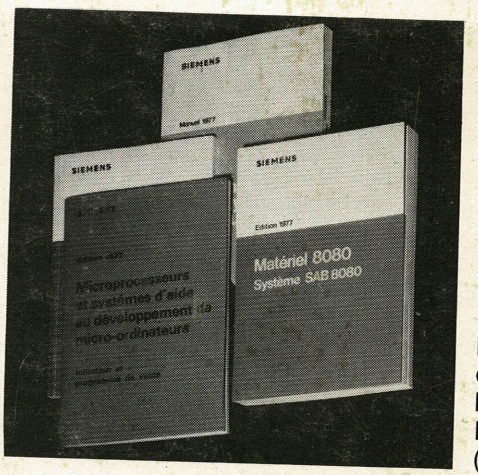
■ Avec un laboratoire en proche banlieue parisienne (Saint-Denis), Siemens facilite votre accès à un outil vital pour le développement des systèmes à microprocesseurs.

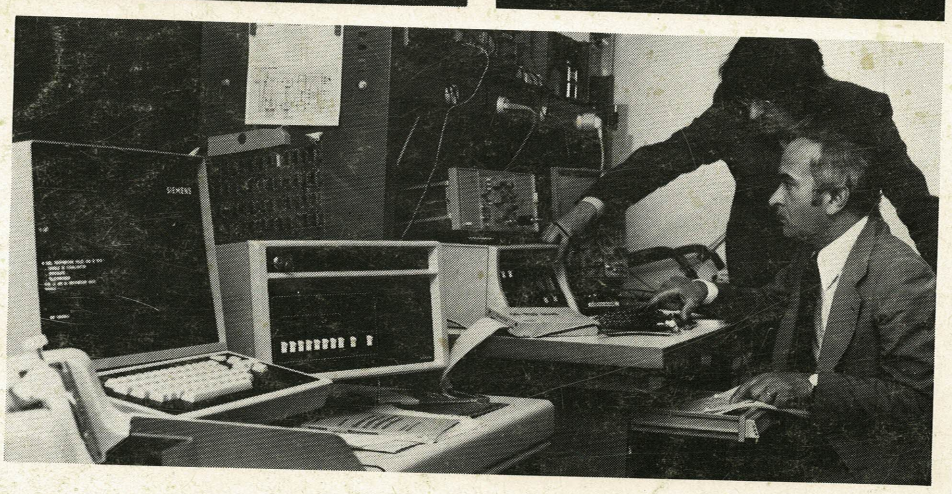
■ Dans les mêmes locaux, Siemens assure dès à présent la formation à l'utilisation optimale de matériels d'aide au développement de micro-ordinateurs.

■ Partout en France, le choix des systèmes à microprocesseurs Siemens s'accompagne d'une indiscutable sécurité : pouvoir compter, à tout moment, sur un Service Après-Vente de tout premier ordre.

■ Dans chaque région, Siemens met déjà, ou s'apprête à mettre à la disposition de ses clients des Sociétés de Services capables de leur assurer, sur place, l'ensemble de ces prestations.







Qu'il s'agisse de composants microprocesseurs, ou de systèmes d'aide au développement de micro-ordinateurs, vous ne pouvez ignorer les avantages que Siemens en France, vous offre dans ce domaine. Il vous est facile d'être informé : en retournant le coupon ci-dessous à Siemens S.A. Division Composants B.P. 109 - 93203 ST-DENIS CEDEX 1 (Tél. 820.61.20).

Siemens fabrique aujourd'hui les composants de demain.

MP.EAP

M

Fonction

Entreprise

Adresse

Téléphone

☐ souhaite recevoir gracieusement la liste bibliographique complète de vos ouvrages en langue française

☐ souhaite prendre rendez-vous avec l'un de vos ingénieurs commerciaux

☐ souhaite visiter le laboratoire Microprocesseurs de Saint-Denis